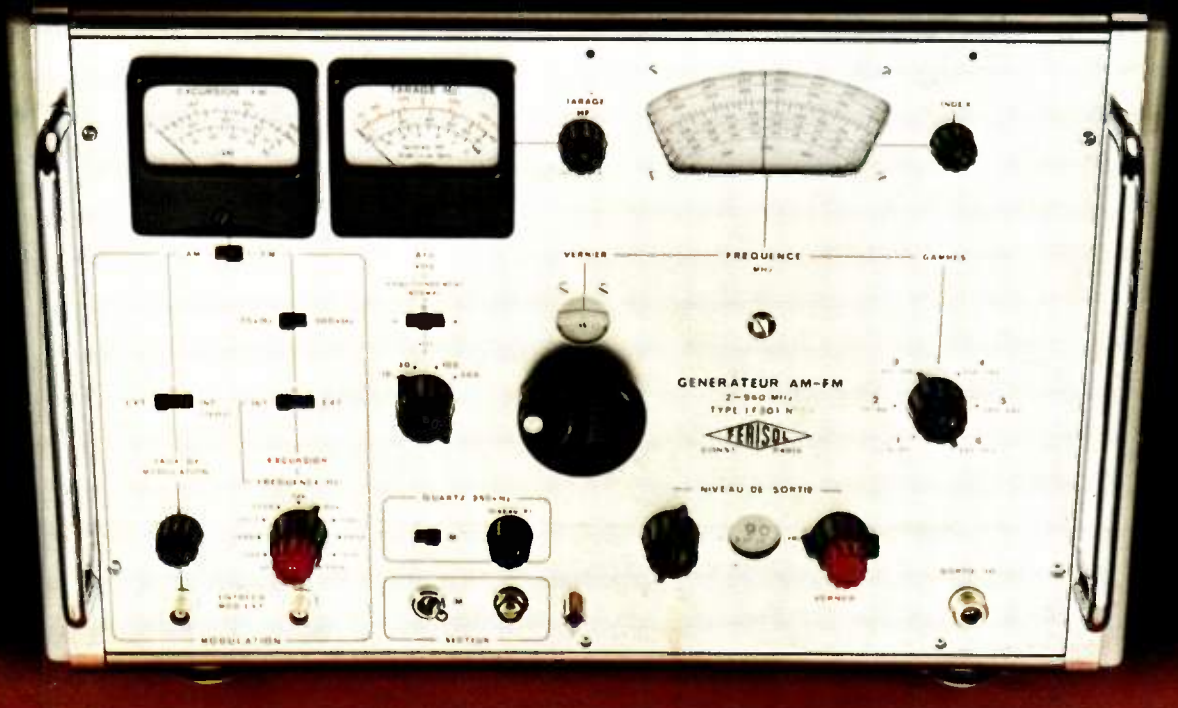
47e ANNÉE - N° 478
JANVIER 1967
PRIX : 12 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

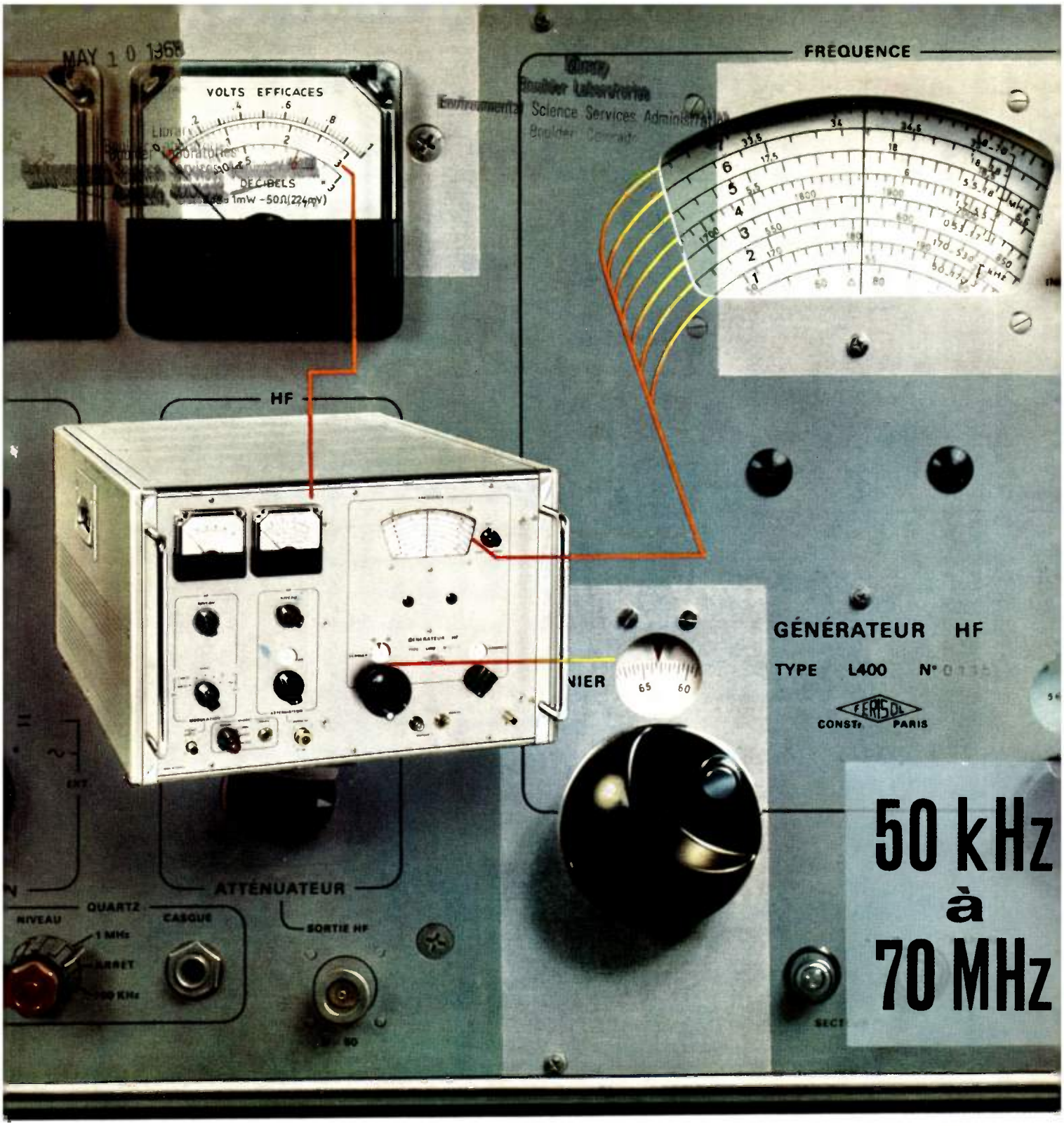


Générateur haute fréquence
FERISOL LF 301 -
plage de fréquences : 2 à 960 MHz

■

Colloque international "récepteurs micro-ondes à faible bruit"

Avant-propos, R. AUBINIÈRE - Synthèse des réseaux de lignes de transmission, K. J. CARLIN - Structure de lignes de transmission passe-bande, H. J. CARLIN - Bruit dans les réseaux linéaires, J. P. POITEVIN - Application de la transformation de Lorentz, E. BROUSSAUD - Amplificateurs à admittance variable, H. BAUDRAND - Multipôle actif non réciproque, H. BAUDRAND - Systèmes amplificateurs à diode tunnel, N. E. CHASEK - Résonateurs à lignes non uniformes, J.-Cl. MATHEAU - Amplificateurs à diodes tunnel en hyperfréquences, Mme B. VAUTHEY - Mélangeur banalisé, J. MUNIER, C. POMOT - Maser à ondes progressives, A. NIZERY, B. LORIOU - Bobinages supra-conducteurs dans un maser, J. GRANGEON.



GÉNÉRATEUR HF TYPE L.400

Niveau de sortie élevé
3 V / 50 Ω en régime permanent

Niveau de sortie constant
sur toute la plage de fréquence couverte

CARACTÉRISTIQUES :

- Plage de fréquence : 50 kHz à 70 MHz en 7 gammes
- 4 000 Points de lecture par gamme
- Stabilité : meilleure que $5{,}10^{-5}$
- Niveau de sortie réglable : 0,3 µV à 3 V sur 50 Ω
- Variation du niveau de sortie : < 1 dB sur toute la plage et pour tout niveau
- Atténuateur incorporé : de + 20 dB à —100 dB par bonds de 10 dB.
- Impédance nominale : 50 Ω
- T.O.S. : < 1,2
- Modulation intérieure en amplitude : 400 Hz et 1000 Hz
- Taux de modulation : réglable de 0 à 100 %

Calibrateur à quartz incorporé : 100 kHz et 1 MHz

Modulation extérieure en amplitude : du CONTINU à 20 kHz

Faible taux de distorsion de la courbe enveloppe.

DOCUMENTATION ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE : RÉF. OE 167

FERISOL
ETS GEFFROY ET CIE - INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 5.250.000 F
18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 923-08-00 +
Telex : 25.705
Adresse télégraphique :
Feristrappes - France
Délégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél. 42-11-88

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 250-88-04 et 05.
(voir dernière page)

*

Sur notre couverture

Nouveau générateur HF/VHF FERISOL LF 301 — Plage couverte : 2 MHz à 960 MHz — Stabilité 5.10^{-5} — Niveau de sortie régulé de 0 à — 129 dB/m — Modulations AM (0 à 50%) et FM (0 à 300 kHz) incorporées — Calibrateur à quartz — (Matériel étudié sous contrat S.T.T.A.).

FERISOL (Ets GEOFFROY & Cie)
18, avenue P. Vaillant-Couturier
78 - TRAPPES - Tél. 923.08.00*

47e année — **Janvier 1967** — 12 F

N° 478

SOMMAIRE

Colloque international « récepteurs micro-ondes à faible bruit »

1re Partie

Avant-propos. R. AUBINIÈRE 7

Généralités

Méthodes modernes de synthèse des réseaux de lignes de transmission
1re Partie : Synthèse des circuits à lignes en cascade a partir de la matrice de répartition
H. J. CARLIN 8

2e partie : Synthèse directe des structures de lignes de transmission passe-bande
H. J. CARLIN 20

Le bruit dans les réseaux linéaires
J.-P. POITEVIN 43

Application de la transformation de Lorentz à la solution d'un problème d'interaction d'ondes en milieu non linéaire
G. BROUSSAUD 56

Détermination et mesure des coefficients de stabilité intrinsèques des amplificateurs à admittance variable
H. BAUDRAND 69

Relations énergétiques extrémales et stabilité d'un multipôle actif non réciproque
H. BAUDRAND 77

Diodes tunnel et transistors

Caractéristiques de systèmes amplificateurs à diode tunnel
N.E. CHASEK 84

Résonateurs à lignes non uniformes
J.-Cl. MATHEAU 91

Conception et réalisation d'amplificateurs à diodes « tunnel » en hyperfréquences
Mme B. VAUTEY 105

Mélangeur banalisé pour récepteur de bruit micro-ondes
J. MUNIER et C. POMOT 111

Masers

Réalisation d'un maser à ondes progressives à large bande en ondes centimétriques
A. NIZERY et B. LORIOU 121

Avantages de l'emploi de bobinages supraconducteurs dans un maser
J. GRANGEON 129

Correspondance 134

Informations : Documentation technique, communiqués 142

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1966)

M. G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

Président désigné pour 1967

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Vice-Présidents

MM. J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F.

E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur des Applications Militaires et Spatiales à la C.A.E.

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.

A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. A. SORBA, Chef de Travaux Principal à l'E.S.E.

P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Président. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef du Centre de Télévision de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire et du Département de Génie Électrique de Toulouse
Vice-Président. — M. F. CAMBOU, Directeur du Centre d'Études Spatiales des Rayonnements de Toulouse.
Secrétaire-Général. — M. R. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. M. VINOKUR
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LIGNES EN CASCADE ★ TRANSFORMATION DE RICHARDS ★ GAIN D'INSERTION ★ FILTRES ET RÉSEAUX D'ADAPTATION

MÉTHODES MODERNES DE SYNTHÈSE DES RÉSEAUX DE LIGNES DE TRANSMISSION, par H.J. CARLIN.

1re *Partie* : SYNTHÈSE DES CIRCUITS A LIGNES EN CASCADE A PARTIR DE LA MATRICE DE RÉPARTITION. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 8-19).

L'auteur expose une méthode de synthèse des réseaux de lignes en cascade où les coefficients de la matrice de répartition sont déterminés. Ce type de synthèse est d'une formulation plus simple que les synthèses classiques conduisant à la détermination des coefficients de la matrice de chaîne ou de la matrice impédance.

La transformation de Richards transforme les équations transcendantes propres aux lignes en fractions rationnelles dans l'espace associé ; les équations résultantes ont la même allure que celles des circuits à constantes localisées et les mêmes fonctions caractéristiques peuvent alors être choisies pour la synthèse.

L'auteur établit d'abord un certain nombre de théorèmes généraux relatifs à la synthèse des dipôles ; ensuite, il étend ces résultats à la synthèse des quadripôles où il montre que, par un processus itératif d'extraction de lignes, on peut obtenir toute fonction gain d'insertion donnée entre deux terminaisons prescrites.

La théorie exposée est appliquée à la synthèse de filtres et de réseaux d'adaptation.

BRUITS ★ RÉSEAUX LINÉAIRES ★ AMPLIFICATEURS ★ HYPERFRÉQUENCES

LE BRUIT DANS LES RÉSEAUX LINÉAIRES, par J.P. POITEVIN. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 43-55).

Après avoir rappelé la nature et l'origine des bruits qui limitent la qualité d'une transmission, l'auteur aborde la théorie du bruit dans les réseaux linéoires, théorie qui traite des bruits additifs d'origine interne aux dispositifs électroniques. L'introduction d'une température de bruit algébrique associée à tout élément dipôle permet de dégager des résultats d'une généralité remarquable sur le bruit dans les réseaux linéaires actifs ou passifs. Cette théorie permet de fixer les performances ultimes qu'on peut attendre des dispositifs électroniques d'après leurs éléments constitutifs. Ces résultats sont appliqués aux amplificateurs hyperfréquences à faible bruit, maser, amplificateur paramétrique à impédance négative et amplificateur à diode tunnel.

STABILITÉ ★ AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE ★ MICRO-ONDES

DÉTERMINATION ET MESURE DES COEFFICIENTS DE STABILITÉ INTRINSÈQUE DES AMPLIFICATEURS A ADMITTANCE VARIABLE, par H. BAUDRAND L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 69-76).

En hyperfréquences, il est souvent difficile de déterminer expérimentalement toutes les grandeurs statiques définissant le comportement d'un élément non linéaire utilisé pour l'amplification paramétrique. Les techniques micro-ondes sont en effet peu adaptées aux mesures de tensions et d'impédances.

On se propose de mettre en évidence, et de mesurer directement sur un élément non linéaire pompé, certains coefficients « intrinsèques ». On montre comment ces coefficients sont liés aux performances optimales d'un amplificateur. La présente étude porte sur les mélangeurs à varactor de type quadripôle.

FILTRES PASSE-BAS A LIGNES EN CASCADE ★ FILTRES PASSE BANDE ★ TRANSFORMATEURS D'IMPÉDANCE A LARGE BANDE ★ AMPLIFICATEUR A DIODE TUNNEL

MÉTHODES MODERNES DE SYNTHÈSE DES RÉSEAUX DE LIGNES DE TRANSMISSION, par H.J. CARLIN.

2e *Partie* : SYNTHÈSE DIRECTE DES STRUCTURES DE LIGNES DE TRANSMISSION PASSE-BANDE. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 20-42).

L'auteur applique les résultats de l'étude des filtres passe-bas à lignes en cascade à la synthèse des filtres passe-bande. Du fait qu'une chaîne de lignes est transparente au continu, il convient d'ajouter en parallèle des tronçons de lignes court-circuités pour assurer une transmission nulle à la fréquence 0. Les coefficients de répartition d'une telle structure prennent une forme rationnelle dans l'espace transformé de Richards et les modèles mathématiques propres à la synthèse des circuits à constantes localisées peuvent être utilisés.

Les résultats de l'étude sont appliqués aux transformateurs d'impédance à large bande permettant l'adaptation à une résistance d'une charge complexe constituée d'une résistance shuntée par un tronçon de ligne ouvert ou court-circuité (exemple considéré: amplificateur à diode tunnel).

ONDES PROGRESSIVES ★ INTERACTION EN MILIEU NON LINÉAIRE ★ AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE ★ HYPERFRÉQUENCES

APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE LORENTZ A LA SOLUTION D'UN PROBLÈME D'INTERACTION D'ONDES EN MILIEU NON-LINÉAIRE, par G. BROUSSAUD. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 56-68).

De nombreux problèmes d'interaction d'ondes progressives en milieu non linéaire peuvent être abordés en admettant un processus intermédiaire par lequel l'onde de forte amplitude provoquerait d'abord une modulation sinusoïdale progressive du milieu. L'analyse de l'interaction entre l'onde de faible amplitude et le milieu ainsi perturbé peut être grandement simplifiée si l'on utilise, au lieu du référentiel habituel lié au laboratoire, un référentiel lié à la perturbation.

Dans ce référentiel privilégié, le problème se trouve réduit en effet à celui, maintenant classique, de la propagation des ondes dans les milieux périodiques.

Deux exemples d'applications sont donnés, relatifs, le premier à l'amplification paramétrique d'ondes progressives ; le second à l'interaction d'ondes dans l'ionosphère.

STABILITÉ ★ GAIN ★ MULTIPOLE ★ MÉLANGEUR ★ AMPLI PARAMÉTRIQUE

RELATIONS ÉNERGÉTIQUES EXTRÉMALES ET STABILITÉ D'UN MULTIPOLE ACTIF NON RÉCIPROQUE, par H. BAUDRAND. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 77-83).

On généralise avec des multipôles les notions mises en évidence dans le précédent article. On est amené à considérer deux matrices : $\lambda Z + Z + \lambda$ et $\lambda Z + Z^* \lambda$ (Z, matrice impédance du multipôle, λ matrice diagonale). Des conditions de stabilité intrinsèques sont déduites de l'étude de ces deux matrices. On montre comment les valeurs de gains extrémaux d'un multipôle inconditionnellement stable peuvent se calculer à partir d'une surface appelée « surface caractéristique » du multipôle. Quelques propriétés intrinsèques des amplificateurs paramétriques à plus de trois fréquences sont données en application.

SUMMARIES OF THE PAPERS

LOW PASS FILTERS AND LINES IN CASCADE ★ PASS-BAND FILTERS ★ WIDE-BAND IMPEDANCE TRANSFORMERS ★ TUNNEL DIODE AMPLIFIER

MODERN TECHNIQUES FOR SYNTHESIS OF TRANSMISSION LINE NETWORKS, by H.J. CARLIN.

2nd Part : THE DIRECT SYNTHESIS OF STRUCTURES FOR PASS-BAND TRANSMISSION LINES. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 20-42).

The writer applies the results of the study of low pass filters in lines in cascade to a synthesis of pass-band filters. On the principle that a chain of lines is transparent to DC, it is possible to add in parallel short-circuited line stubs to provide a zero transmission at a particular frequency.

The distribution coefficients in such a structure take a rational form in the Richards transformation and the mathematical models appropriate to the synthesis of circuits with lumped constants can be used.

The results of this account are applied to wide-band impedance transformers allowing matching to a resistance of a complex load made up of a resistance shunted by an open-circuited or short-circuited stub (example considered : tunnel diode amplifier).

TRAVELLING WAVES ★ INTERACTION WITHIN NON-LINEAR MEDIUM ★ PARAMETRIC AMPLIFIER ★ HYPERFREQUENCIES

THE APPLICATION OF THE LORENTZ TRANSFORM TO THE SOLUTION OF A PROBLEM IN THE INTERACTION OF WAVES WITHIN A NON-LINEAR MEDIUM, by G. BROUSSAUD. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 56-68).

The various problems of the interaction of travelling waves in the non-linear medium can be attacked using an intermediate process by which the wave of stronger amplitude produces first a travelling sinusoidal modulation of the medium. An analysis of the interaction occurring between the wave of low amplitude and the medium disturbed in this way can be greatly simplified if one uses, in place of the usual laboratory reference source, a reference source related to the disturbance. Within this specialised reference the problem becomes reduced in effect to that, well-understood, which is concerned with the propagation of waves in oscillating media.

Two examples of applications are given, the first being concerned with the amplification of travelling waves in a parametric amplifier and the second being concerned with the interaction of waves in the ionosphere.

STABILITY ★ GAIN ★ MULTIPOLE ★ MIXER ★ PARAMETRIC AMPLIFIERS

STABILITY AND LIMITING CONDITIONS OF A NON-RECIPROCAL ACTIVE MULTIPOLE, by H. BAUDRAND. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 77-83).

The material discussed in the preceding article is here generalised for multipoles. Consideration is given to two matrices : $\lambda Z + Z + \lambda$ and $\lambda Z + Z^* \lambda$ (Z is the maximum impedance of the multipole and λ is the diagonal matrix). Intrinsic stability conditions are deduced from a study of these two matrices.

It is shown how the limiting values for the gain of a stable multipole can be calculated from a surface called the « characteristic surface » of the multipole. Various intrinsic characteristics of parametric amplifiers at more than three frequencies are given in the illustration.

LINES IN CASCADE ★ RICHARDS TRANSFORMATION ★ INSERTIONS GAIN ★ FILTERS AND MATCHING NETWORKS

MODERN TECHNIQUES FOR SYNTHESIS OF TRANSMISSION LINE NETWORKS, by H.J. CARLIN,

1st Part : CASCADED TRANSMISSION LINE SYNTHESIS BY SCATTERING TECHNIQUES. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 8-19).

The writer describes a method for the synthesis of lines in cascade by which the coefficients of the distribution matrix are determined. This type of synthesis is of simpler construction than the conventional form of synthesis is of simpler construction than the conventional form of synthesis leading to the determination of the coefficients of the chain matrix or of the impedance matrix.

The Richards transformation converts the transcendant equations of the lines to rational fractions in the associated space. The resulting equations have similar characteristics to those of circuits with lumped constants and the same characteristic functions can then be chosen for the synthesis.

The author first establishes a certain number of general propositions relative to the synthesis of dipoles and then extends these results to the synthesis of quadripoles and he shows that by a repeated process of line extraction there can be obtained any given insertion gain function between two specified terminations.

The theory explained is applied to the synthesis of filters of matching networks.

NOISE ★ LINEAR NETWORKS ★ AMPLIFIERS ★ HYPERFREQUENCIES

NOISE IN LINEAR NETWORKS, by J.-P. POITEVIN. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 43-55).

Following an account of the nature and origin of the noise which limits the quality of a transmission, the writer discusses the theory of the noise occurring in linear networks, this being an account which deals with the additive internal noise within electronic devices.

The introduction of an algebraic noise temperature associated with every dipole element makes it possible to produce generally applicable results relating to the noise in active or passive linear networks. By the use of this theory it is possible to distinguish the ultimate performance which can be expected from electronic devices according to their constituent elements. These results are applied to low noise hyperfrequency amplifiers, the maser, the negative impedance parametric amplifiers and the tunnel-diode amplifier.

STABILITY ★ PARAMETRIC AMPLIFIER ★ MICROWAVES

THE DETERMINATION OF MEASUREMENT OF INTRINSIC STABILITY COEFFICIENTS IN AMPLIFIERS HAVING VARIABLE ADMITTANCE, by H. BAUDRAND. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 69-76).

At hyperfrequencies, it is often difficult to measure experimentally all the parameters which define the performance of non-linear elements used for parametric amplification. Microwave techniques are indeed not very amenable to the measurement of voltages and impedances.

The intention is to display and to measure directly on a non-linear pumped element certain intrinsic coefficients. An explanation is given of how these coefficients are related to optimum performance in an amplifier. The present account relates to varactor quadripole mixers.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

AMPLIFICATEURS ★ DIODE-TUNNEL ★ FAIBLE BRUIT ★ HYPERFRÉQUENCES

CARACTÉRISTIQUES DE SYSTÈMES AMPLIFICATEURS A DIODE TUNNEL, par N.E. CHASEK. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 84-90).

On examine dans cet article les principalescara ctéristiques des amplificateurs à diode tunnel à faible bruit, en hyperfréquences, en s'attachant particulièrement aux caractéristiques qui touchent leur utilisation. L'auteur passe tout d'abord brièvement en revue les bases de fonctionnement, puis discute en détails les dernières découvertes concernant : le facteur de bruit, les caractéristiques des signaux à haut niveau, l'intermodulation, la conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, les possibilités de modifier la puissance, la distorsion de transmission, la stabilité de gain et de phase, la durée de vie et la fiabilité.

AMPLIFICATEURS ★ DIODES-TUNNEL ★ FAIBLE BRUIT ★ HYPERFRÉQUENCES

CONCEPTION ET RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS A DIODES « TUNNEL » EN HYPERFRÉQUENCES, par Mme B. VAUTEY. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 105 à 110).

On se propose de rassembler, dans la présente conférence, les éléments tant théoriques que pratiques permettant la construction d'amplificateurs à diodes « tunnel » à faible bruit.

Dans une première partie, la théorie *des amplificateurs à diodes « tunnel » associés à un circulateur est rappelée et développée en ce qui concerne la stabilité, le gain et le facteur de bruit.*

Une deuxième partie développe les principes généraux de construction (*choix de la diode, choix du circulateur, circuits de stabilisation*) *ainsi que l'influence de l'environnement* (*influence de la température en particulier*).

Dans une troisième partie, enfin, on décrit quelques réalisations *en bande C et on donne leurs performances.*

MASER ONDES PROGRESSIVES ★ LARGE BANDE ★ MICRO-ONDES ★ AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT

RÉALISATION D'UN MASER A ONDES PROGRESSIVES A LARGE BANDE EN ONDES CENTIMÉTRIQUES, par A. NIZERY et B. LORIOU. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 121-128).

On expose dans cet article la réalisation d'un maser à ondes progressives à rubis à relativement large bande destiné à servir d'amplificateur à faible bruit dans une station de télécommunications spatiales.

Un cryostat de grande capacité est actuellement en cours de réalisation pour permettre l'installation à Pleumeur-Bodou de l'ensemble maser et aimant supraconducteur.

RÉSONATEURS ★ LIGNES NON UNIFORMES ★ HYPERFRÉQUENCES

RÉSONATEURS A LIGNES NON UNIFORMES, par J.-CL. MATHEAU. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 91-104).

Les résonateurs à lignes non uniformes permettent de s'affranchir en partie du caractère périodique en fonction de la fréquence des propriétés des résonateurs uniformes.

Diverses courbes permettent de déterminer facilement les fréquences de résonance et d'antirésonance ainsi que le comportement en fréquence de la réactance ou de la susceptance d'entrée en évitant de longs calculs.

L'utilisation d'un calculateur analogique a permis de vérifier les résultats obtenus par le calcul direct et de résoudre des problèmes relatifs à des lignes dont les équations n'ont pas de solution mathématique exacte. C'est le cas, en particulier, de la ligne conique qui est la plus facile à fabriquer.

Les résonateurs utilisant des lignes non uniformes peuvent être utilisés dans les filtres d'harmoniques, les circuits compensateurs de réactance pour les amplificateurs à résistance négative, ainsi que dans l'adaptation à large bande.

MÉLANGEUR ★ RÉCEPTEUR DE BRUIT ★ MICRO-ONDES

MÉLANGEUR BANALISÉ POUR RÉCEPTEUR DE BRUIT MICRO-ONDES, par J. MUNIER et C. POMOT. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 111-120).

Un récepteur de bruit à large bande, de type superhétérodyne, peut être réalisé en appliquant n oscillations locales de fréquences convenablement décalées au mélangeur de tête. Ce procédé accroît théoriquement la sensibilité radiométrique dans un rapport compris entre $(2\,n)^{1/2}$ *et* $(2\,n)^{3/2}$ *en supposant invariables le bruit propre du récepteur et son gain monochromatique.*

Pour un mélangeur à diode semiconductrice, la perte de conversion est en fait approximativement proportionnelle à n, ce qui contre-balance l'accroissement de puissance de bruit reçu : le gain de sensibilité observé en pratique est de l'ordre de $(2\,n)^{1/2}$.

MASER AMPLIFICATEUR ★ BOBINAGES SUPRACONDUCTEURS ★ MASER A CAVITÉ

AVANTAGES DE L'EMPLOI DE BOBINAGES SUPRACONDUCTEURS DANS UN MASER, par J. GRANGEON. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 129-133).

Le fonctionnement d'un amplificateur du type maser nécessite la présence d'un champ magnétique continu, répondant à certaines conditions de stabilité en grandeur et en direction, d'homogénéité et de réglage.

L'auteur examine les avantages et inconvénients des différentes méthodes permettant d'obtenir ce champ magnétique, examen qui montrera la supériorité évidente des bobinages supraconducteurs.

L'auteur donne enfin, un exemple de maser à cavité, utilisant successivement ces types de générateur de champ magnétique.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RESONATORS ★ NON-UNIFORM LINES ★ HYPERFREQUENCIES

RESONATORS USING NON-UNIFORM LINES, by J.-Cl. Mathieau. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 91-104).

Resonators using non-uniform lines offer an escape from the frequency-related limitations of uniform resonators.

A variety of curves provide a means of easily determining the frequencies of series and parallel resonance as well as the behaviour, in frequency terms, of the reactance and the input susceptance without laborious calculations.

By the use of an analogue computer the results obtained have been checked by direct calculation and it has been possible to resolve problems relating to such lines where the equations do not have exact mathematical solutions. It is particularly the case with the conical line which is the easiest to construct. Resonators using non-uniform lines can be employed in harmonic filters, reactance equalising circuits for negative resistance amplifiers, as well as for wide-band applications.

MIXER ★ NOISE RECEIVER ★ MICROWAVES

A CHANNEL MIXER FOR A MICROWAVE NOISE RECEIVER, by J. Munier and C. Pomot. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 111-120).

A wide band noise receiver of the superheterodyne type can be designed using n local oscillators having frequencies conveniently standardised in conjunction with a central mixer. In theory this process increases the sensitivity of the receiver by a ratio lying between $(2n)^{1/2}$ and $(2n)^{3/2}$ on the assumption of constant internal noise in the receiver and uniform gain. For a mixer using semi-conductor diodes the conversion loss occurring is approximately proportional to n, which counterbalances the increase of recent noise power. The gain in sensitivity obtained in practice is of the order of $(2n)^{1/2}$.

MASER AMPLIFIER ★ SUPRACONDUCTOR WINDINGS ★ CAVITY MASER

ADVANTAGES IN THE USE OF SUPERCONDUCTOR WINDINGS IN A MASER, by J. Grangeon. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 129-133).

The operation of a maser-type amplifier requires the presence of a continuous magnetic field meeting certain conditions of stability, size and orientation, and also of uniformity and controlability.

The writer examines the advantages and disadvantages of various ways of obtaining this magnetic field and as a result is able to show the marked superiority of superconductor windings.

The writer provides an example of a cavity maser using these types of magnetic field generator.

AMPLIFIERS ★ TUNNEL DIODE ★ LOW NOISE ★ HYPERFREQUENCIES

SYSTEM CHARACTERISTICS OF TUNNEL DIODE AMPLIFIERS, by N.E. Chasek, L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 84-90).

The major characteristics of low noise microwave tunnel diode amplifiers are discussed, with particular reference to those characteristics which affect system usage. A brief review of the basis of operation is presented, followed by detailed discussion of the latest findings on noise figure, large signal characteristics, intermodulation, AM-PM conversion, power handling capability, transmission distortion, gain and phase stability, and life and reliability.

AMPLIFIERS ★ TUNNEL-DIODES ★ LOW NOISE ★ HYPERFREQUENCIES

DESIGN AND CONSTRUCTION OF TUNNEL-DIODE AMPLIFIERS AT HYPERFREQUENCIES, by Mme B. Vautey. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 105-110).

The intention is to bring together in this collection of papers the theoretical and practical material which leads to the construction of low noise tunnel-diode amplifiers.

The first part reviews and develops the *theory* of tunnel-diode amplifiers in relation to stability, gain, and noise factor.

The second part deals with the *general principles of construction*, notably the choice of diode, the stabilising circuits and the effect of temperature and other aspects of the environment.

The third part describes various practical *designs* for band C and quotes the performances obtained.

TRAVELLING WAVES MASER ★ LARGE PASS-BAND ★ MICROWAVES ★ LOW NOISE AMPLIFIER

THE DESIGN OF A MASER FOR TRAVELLING WAVES OVER A LARGE BAND AT CENTIMETRIC WAVELENGTHS, by A. Nizery and B. Loriou. L'Onde Electrique, JAN 1967 (pp. 121-128).

The article discusses the design of a ruby maser for travelling waves having a relatively large passband and designed for use as a low noise amplifier in a space telecommunications centre.

A large-scale installation is at present being designed for the setting-up at Pleumeur-Bodou of the maser and superconductor magnetic apparatus.

Colloque international
Récepteurs micro-ondes à faible bruit

AVANT-PROPOS

PAR

R. AUBINIÈRE
Directeur Général du Centre National d'Etudes Spatiales

Le CNES organise, chaque année, des colloques internationaux de très haut niveau consacrés à des problèmes particuliers sur les Sciences et Techniques de l'Espace.

Les récents progrès effectués dans la technique des récepteurs micro-ondes à faible bruit présentant un sujet d'actualité de premier ordre, le CNES a organisé à Paris, du 23 au 27 mai 1966, un colloque international ayant pour thèmes :

— *les amplificateurs micro-ondes à diode tunnel et à transistors ;*
— *les amplificateurs paramétriques ;*
— *les masers ;*
— *les antennes froides et la radioastronomie.*

De nombreux spécialistes européens et américains ont confronté, durant cinq jours, leurs thèses sur ces différents problèmes.

Monsieur L. THOUREL, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique, a bien voulu assurer la direction scientifique de cette manifestation. Il m'est agréable de le remercier et de le féliciter pour le succès de ces journées d'études.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens a bien voulu apporter également sa contribution en publiant, dans la revue "l'Onde Electrique", l'ensemble des textes des communications. Que ses responsables en soient vivement remerciés.

MÉTHODES MODERNES DE SYNTHÈSE DES RÉSEAUX DE LIGNES DE TRANSMISSION

PAR H. J. CARLIN
Polytechnic Institut of Brooklyn

Ire PARTIE

Synthèse des circuits à lignes en cascade à partir de la matrice de répartition

1. Remarques générales sur les méthodes de synthèse des circuits à lignes en cascade

Une classe particulière de circuits à constantes réparties se montre utile dans la conception de filtres microondes ou de réseaux d'adaptation et se prête à une analyse et à une synthèse complète : il s'agit du montage en cascade de lignes sans pertes, de même longueur (ou de multiples entiers d'une longueur donnée). Les constantes de propagation des diverses lignes sont égales, seules les impédances caractéristiques diffèrent. Pour un tel système, le problème à résoudre est le suivant :

1° Etablir les relations caractéristiques d'une configuration donnée ;

2° Réaliser la synthèse du circuit à lignes en cascade à partir d'une fonction appropriée (ou des fonctions). En d'autres termes, nous cherchons les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un circuit à lignes en cascade soit physiquement réalisable. Ce problème a déjà été formulé à partir de la notion d'impédance. Le but de cet article est de l'aborder à partir des coefficients de répartition. Nous croyons que ceci conduit à une solution à la fois plus naturelle et plus élégante.

La clef du problème du montage en cascade de lignes a été donné en 1948 par RICHARDS [1] quand il introduisit une transformation de fréquence changeant en fonctions rationnelles les fonctions transcendantes rencontrées. En 1955 COLLIN [2] démontra que, par un changement de variables convenable, la fonction de transfert en puissance d'un générateur à une charge au travers d'une chaîne de lignes, pouvait être représentée par un polynôme.

Ce fait a été vu indépendamment par KASAHARA, OSAKI et FUJISAWA [3] et publié au Japon en 1954. Les auteurs présentèrent une théorie complète du calcul des filtres à lignes utilisant aussi bien des stubs en parallèle que des lignes en cascade. Les mêmes résultats furent publiés également aux U.S.A. par OSAKI et ISHII [4] en 1955. Un travail similaire fut aussi rapporté par IKENO [5] [6], en 1955 et 1956 dans la littérature technique japonaise ; les articles donnent une représentation par ligne rentrante d'une section de filtres à bobines couplées. En 1957 RIBLET [7] appliqua quelques-unes de ces techniques à la conception d'un transformateur d'impédance à lignes. Une théorie unifiée des filtres à lignes en cascade fut donnée en 1960 par HATORI et MATSUMOTO [8]. Une bibliographie marquante des articles s'inspirant essentiellement des apports japonais est donnée en référence dans la 2e partie. Chacun des articles mentionnés ci-dessus aborde le problème des lignes en cascade en utilisant les matrices « impédance » ou les matrices de chaîne (*ABCD*). On emploie ici les matrices de répartition pour démontrer les conditions nécessaires et suffisantes propres à la synthèse des chaînes de ligne, et on donne en même temps une méthode complète de calcul des coefficients de répartition. Ceci est particulièrement utile du fait que ces paramètres sont reliés directement à la fonction gain échangeable.

2. La transformation dans le plan λ et la synthèse des dipôles à lignes sans pertes

La synthèse des chaînes de lignes à partir de la matrice de répartition repose sur la relation simple

existant entre les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie d'une ligne sans pertes (fig. 1).

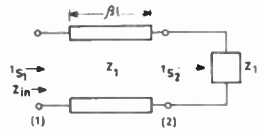


FIG. 1.

La ligne de la figure 1, représentée par le symbole (β, l) a une constante de propagation $\beta = 2\pi/\lambda$, une longueur l et une impédance caractéristique Z_1, les coefficients de réflexion sont notés comme suit : ${}^{k}s_j$ = coefficient de réflexion normalisé à Z_β de l'impédance vue à la porte j.

Ainsi :

$$ {}^{1}s_2 = \frac{z_l/Z_1 - 1}{z_l/Z_1 + 1} , $$

$$ {}^{1}s_1 = \frac{z_{in}/Z_1 - 1}{z_{in}/Z_1 + 1} . $$

La relation entre les coefficients de réflexion aux extrémités d'un tronçon de ligne est (normalisé à l'impédance caractéristique Z_1 de cette ligne) :

$$ {}^{1}s_1 = {}^{1}s_2 \, e^{-2j\beta l} , \qquad (1a) $$

$$ {}^{1}s_2 = {}^{1}s_1 \, e^{2j\beta l} . \qquad (1b) $$

notons que :

$$ \text{th}\, j\beta l = j \,\text{tg}\, \beta l = \frac{e^{2j\beta l} - 1}{e^{2j\beta l} + 1} , \qquad (2a) $$

soit :

$$ e^{2j\beta l} = \frac{1 + j \,\text{tg}\, \beta l}{1 - j \,\text{tg}\, \beta l} . \qquad (2b) $$

En appliquant la transformation de RICHARDS [1](1) :

$$ \lambda = \text{th} j\beta l = j\text{tg}\beta l , \qquad (3) $$

l'équation (1b) devient :

$$ {}^{1}s_2 = {}^{1}s_1 \frac{1 + \lambda}{1 - \lambda} . \qquad (4) $$

Si l'on considère $j\beta l = p = \sigma + j\omega$ comme une fréquence complexe dont la partie imaginaire est $\omega = \omega_g l/c_g$ (ω_g et c_g sont respectivement la pulsation et la vitesse de propagation dans le guide), alors la transformation

$$ \lambda = \text{th} p = \Sigma + j\Omega \qquad (5) $$

fait correspondre le plan λ au plan p par une transformation conforme.

Comme il a été montré par RICHARDS [1], une impédance d'entrée ou un coefficient de réflexion d'un ensemble de lignes sans perte et de résistances (l'impédance d'entrée ou le coefficient de réflexion sont des fonctions transcendantes dans le plan p) deviennent des fonctions rationnelles dans le plan λ(2).

Toute fonction devenant rationnelle sous l'effet de la transformation définie par l'équation (5) sera appelée une « fonction λ ». la figure 2 indique quelques propriétés de la fonction λ.

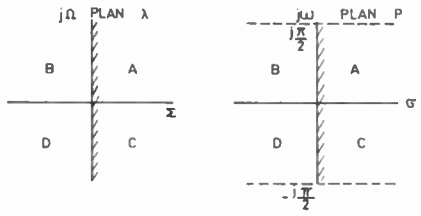


FIG. 2.

Une bande infinie du plan p, limitée par les droites $\pm J\pi/2$ devient le plan λ tout entier ; des bandes successives de largeur π dans le plan p se répètent indéfiniment dans la transformation conforme. En particulier, tout point du demi-plan de droite de l'espace p, a son image dans le demi-plan de droite de l'espace λ et l'axe $J\omega\,(-\pi/2 < \omega < +\pi/2)$ a pour image l'axe $J\Omega\ (-\pi < \Omega < \pi)$.

Un coefficient de réflexion physiquement réalisable $S(p)$, $S(p)$ étant une fonction méromorphe (c'est-à-dire du type transcendant que l'on rencontre dans les problèmes de lignes), doit être une fonction « réelle bornée » dans l'espace p, possédant les propriétés suivantes :

1) $s(p^*) = s^*(p)$,

2) $s(p)$ est analytique en $\sigma > 0$ (demi-plan de droite de l'espace p),

3) $0 \leqslant |s(j\omega)| \leqslant 1$.

Du fait que le demi-plan de droite de l'espace p a pour image le demi-plan de droite de l'espace λ et que $J\omega$ se transforme en $J\Omega$, les propriétés précédentes, vérifiées dans l'espace p, sont conservées dans l'espace transformé λ. Ainsi un coefficient de réflexion qui est une « fonction λ » réelle bornée dans le plan p, devient une fonction réelle bornée dans le plan λ. De la même façon, une impédance physiquement réalisable qui est une « fonction λ » du plan p, devient une fonction impédance positive réelle en λ.

Nous sommes en mesure maintenant de considérer une forme canonique pour la synthèse des « fonctions λ » de dipôles sans pertes, constituée d'une chaîne de lignes (β, l) en court-circuit ou en circuit ouvert. Remarquons tout d'abord que le coefficient de réflexion d'un dipôle sans pertes a une amplitude unité pour les fréquences réelles ;

par suite : $$ |S(j\omega) \cdot S(-j\omega)| = 1 \qquad (6a) $$

soit : $$ s(p) \cdot s(-p) = 1 \qquad (6b). $$

(1) La transformation réelle était $\lambda = \text{th}\, \gamma\, \beta\, l/2$.

(2) Pourvu que la valeur convenable de l soit choisie.

Si s est une « fonction λ » de coefficient de réflexion, du fait que tout point de l'axe $J\Omega$ se transforme en un point de l'axe $J\omega$:

$$s(\lambda)\cdot s(-\lambda) = 1 \qquad (6c)$$

Supposons donnée dans l'espace « une fonction λ » ${}^0s_j(\lambda)$ réelle bornée, associée au coefficient de réflexion (normalisé à une impédance donnée) d'un dipôle sans pertes.

Nous voulons examiner la possibilité d'ôter une ligne d'impédance caractéristique réelle Z_1 dont la longueur l et la constante de propagation β sont les paramètres donnés de la transformation λ définie par l'équation (3).

La valeur de Z_1 doit être calculée, si possible, de telle sorte que, après extraction de la ligne, le coefficient de réflexion $S_2(\lambda)$ soit encore réel et borné et que la fonction rationnelle ${}^1s_2(\lambda)$ soit de degré inférieur à celui de ${}^0s_1(\lambda)$.

Exprimons tout d'abord le coefficient de réflexion ${}^js_1$ normalisé à Z_j correspondant à un dipôle dont le coefficient de réflexion ${}^is_1$ est donné, normalisé à Z_1. L'impédance, vue à l'accès donné, est :

$$z_1 = Z_j \frac{1+{}^js_1}{1-{}^js_1} = Z_1 \frac{1+{}^is_1}{1-{}^is_1} \qquad (7a)$$

et en résolvant pour ${}^js_1$

$${}^js_1 = \frac{k_i + {}^is_1}{1+k_{ij}\,{}^is_1} \quad (7b) \qquad \text{avec} \qquad k_{ij} = \frac{Z_i - Z_j}{Z_i + Z_j} \,. \quad (8)$$

Si maintenant ${}^0s_1$ est prescrite et si une ligne d'impédance caractéristique Z_1 est extraite, le coefficient de réflexion (normalisé à Z_1) ramené par le reste du réseau est, à partir de l'équation (4) :

$${}^1s_2 = {}^1s_1 \frac{1+\lambda}{1-\lambda} \,. \qquad (9)$$

En utilisant l'équation (7) pour exprimer les résultats en fonction de ${}^0s_1$

$${}^1s_2(\lambda) = \frac{k_{01} + {}^0s_1(\lambda)}{1+k_{01}\,{}^0s_1(\lambda)} \; \frac{1+\lambda}{1-\lambda} \,. \qquad (10)$$

Si on remarque à partir de l'équation (9) que ${}^1S_2(j\Omega)$ a la même amplitude que les fonctions ${}^1s_1(j\Omega)$ (l'amplitude de ${}^1s_1(j\Omega)$ est $\leqslant 1$([3])) Du fait que

$$\left.\frac{1+\lambda}{1-\lambda}\right|_{\lambda = j\Omega} = 1 \,.$$

Ainsi $|{}^0s_1(j\Omega)| \leqslant 1$.

([3]) En utilisant (7 B) avec $i = 0$, $j = 1$ on voit que

$$|{}^1s_1(j\Omega)|^2 = \frac{k^2_{01} + k_{01}[{}^0s_1(j\Omega) + {}^0s_1(-j\Omega)] + |{}^0s_1(j\Omega)|^2}{1 + k_{01}\,[{}^0s_1(j\Omega) + {}^0S_1(-j\Omega)] + k_{01}^2\,|{}^0S_1(j\Omega)|^2} \leqslant 1$$

De plus $|k_{01}| < 1$ et $|{}^0s_1(\lambda)| \leqslant 1$ pour $\sigma \geqslant 0$, par suite $1 + k_{01}{}^0s_1(\lambda)$ ne peut pas avoir de zéro dans le demi-plan de droite. Il en résulte que la fonction ${}^0s_2(\lambda)$ sera réelle bornée et physiquement réalisable pourvu que la racine $(1-\lambda)$ du dénominateur (qui introduit un pôle dans le demi-plan de droite au point $\lambda = 1$), puisse être éliminée par un facteur semblable inclus dans $(K_{01} + {}^0s_1(\lambda))$.

De ce fait, pour que ${}^0s_2(\lambda)$ soit réalisable, il faut :

$$k_{01} = {}^0s_1(1) \quad = 0 \qquad (11a)$$

$$k_{01} = \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1} = -{}^0s_1(1) \qquad (11b)$$

La ligne extraite doit avoir une impédance caractéristique

$$Z_1 = \frac{1+{}^0s_1}{1-{}^0s_1} Z_0 \qquad (11c)$$

et en comparant cette expression avec (7a) :

$$Z_1 = z_1(1) > 0 \qquad (12)$$

Pour mettre en lumière ce résultat qui est valable pour tout coefficient de réflexion réel borné (et non seulement pour le coefficient de réflexion d'un système sans pertes), nous établirons le théorème suivant :

Théorème 1

Toute « fonction λ » de dipôle physiquement réalisable ayant une impédance réelle positive $z_1(\lambda)$ et un coefficient de réflexion ${}^0s_1(\lambda)$ réel et borné, demeure physiquement réalisable quand on applique la transformation $\lambda = \text{th}j\beta l$, si une ligne ($\beta$, l) est extraite. Le dipôle résultant a un coefficient de réflexion réel et borné donné (voir équation 10) par

$${}^1s_2(\lambda) = \frac{{}^0s_1(\lambda) - {}^0s_1(1)}{1 - {}^0s_1(\lambda)\,{}^0s_1(1)} \; \frac{1+\lambda}{1-\lambda} \; ([4]) \qquad (11b)$$

L'extraction d'une ligne, si elle laisse un reste réalisable (conformément au théorème 1) ne donne pas nécessairement une nouvelle fonction coefficient de réflexion de degré moindre ; en effet, bien que le facteur $(1-\lambda)$ ait été éliminé, le facteur $(1+\lambda)$ du numérateur le remplace. Cependant, il y aura abaissement de degré si le terme $1 - {}^0s_1(\lambda)$ du dénominateur a un zéro au point $\lambda = -1$; c'est-à-dire si : $1 - {}^0s_1(\lambda)\cdot{}^0s_1(-\lambda)\,|_{\lambda=-1} = 0$

alors le facteur $(1+\lambda)$ du numérateur sera éliminé. Si la fonction λ donnée est associée à un dipôle sans pertes, on a alors, en vertu de l'équation (6c) :

$${}^0s_1(-\lambda)\,{}^0s_1(\lambda) = 1 \,;$$

nous avons, en particulier : ${}^0s_1(-1)\cdot{}^0s_1(1) = 1$.

([4]) Le fait que l'impédance réduite correspondante à ${}^1s_2(\gamma)$: $\frac{Z_2(\lambda)}{Z_1} = \frac{z_1(\lambda) - \lambda z_1(1)}{z_1(1) - \lambda z_1(\lambda)}$ soit positive réelle si $Z_1(\lambda)$ est positif et réel est la forme originale du théorème de Richards.

Par conséquent, l'élimination voulue apparaîtra chaque fois que la « fonction λ » prescrite correspond à un réseau sans pertes ; dans ce cas, le degré du coefficient de réflexion résultant ${}^1s_2(\lambda)$ sera abaissé. L'équation (9) montre immédiatement que :

$${}^1s_2(\lambda)\cdot{}^1s_2(-\lambda) = 1 \quad \text{si} \quad {}^1s_1(\lambda)\cdot{}^1s_1(-\lambda) = 1$$

cette dernière équation reste valable si la fonction prescrite satisfait à :

$${}^0s_1(\lambda)\cdot{}^0s_1(-\lambda) = 1.$$

Ainsi ${}^1s_2$ sera une fonction réelle bornée associée à un réseau sans pertes de sorte que le processus aboutit à un coefficient de réflexion terminal de module unité au bout d'un nombre fini d'itérations.

Théorème 2. — La condition nécessaire et suffisante pour qu'une « fonction λ » de coefficient de réflexion ${}^0s_1(\lambda)$ soit réalisée par le montage en cascade d'une suite de lignes sans pertes en court-circuit ou en circuit ouvert est que ${}^0s_1(\lambda)$ soit une fonction réelle bornée satisfaisant à l'équation ${}^0s_1(\lambda)\cdot{}^0s_1(-\lambda) = 1$. Par ailleurs, $z_1(\lambda)$ doit être positive réelle et satisfaire à l'égalité : $z_1(\lambda) = -z_1(-\lambda)$.

Considérons par exemple, le circuit série de la figure 3 où les lignes ont pour impédances caractéristiques 1 et 2.

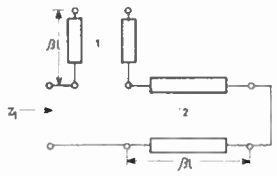


FIG. 3.

Il nous faut trouver le montage de lignes en cascade équivalent ; pour cela :

$$z_1 = \frac{1}{\text{th } j\beta l} + 2 \text{ th } j\beta l = \frac{1+2\lambda^2}{\lambda}$$

$${}^0s_1 = \frac{1-\lambda+2\lambda^2}{1+\lambda+2\lambda^2} \qquad \text{(normalisé à } Z_0 = 1)$$

La première ligne extraite devrait avoir une impédance caractéristique $Z_1 = z_1(1) = 3$ et en vertu du théorème 2 :

$${}^1s_2(\lambda) = \frac{1-3\lambda+2\lambda^2}{1+3\lambda+2\lambda^2} - \frac{1+\lambda}{1-\lambda} = \frac{1-2\lambda}{1+2\lambda}$$

$${}^1s_2(\beta, l) = \frac{\dfrac{3}{2 \text{ th } j\beta l} - 3}{\dfrac{3}{2 \text{ th } j\beta l} + 3},$$

expression dans laquelle on reconnaît l'impédance caractéristique $Z_2 = 1$ d'une ligne ouverte (β, l) normalisée à 3 Ω. Le résultat est montré sur la figure 4.

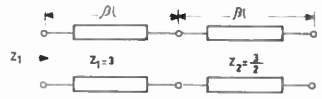


FIG. 4.

3. Coefficient de transmission d'un quadripôle constitué de tronçons de lignes en cascade

Examinons maintenant les coefficients de la matrice de répartition d'un quadripôle composé de tronçons de lignes (β, l) en cascade.

Supposons que les paramètres de normalisation à l'entrée et à la sortie soient des nombres réels et positifs R_g et R_l ; ainsi s_{11} est le coefficient de réflexion à l'entrée normalisé à R_g lorsque la sortie est fermée sur R_l. De plus, du fait que le système est sans pertes, la condition de non-dissipation de puissance dans les lignes est donnée par :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = 1 - |s_{11}(j\Omega)|^2 \qquad (13a)$$

soit, dans le plan complexe :

$$s_{12}(\lambda)\cdot s_{12}(-\lambda) = 1 - s_{11}(\lambda)\cdot s_{11}(-\lambda) \qquad (13b)$$

Pour calculer $s_{12}(\lambda)\cdot s_{12}(-\lambda)$, considérons la fonction de deux lignes Z_0, Z_1 dans une chaîne de lignes (β, l) dont la dernière est fermée sur R_l. Définissons la fonction ${}^jt_k(\lambda)$ par :

$${}^jt_k(\lambda)\cdot{}^jt_k(-\lambda) = 1 - {}^js_k(\lambda){}^js_k(-\lambda) \ ;$$

de la sorte si, à la jonction considérée ci-dessus, l'origine de Z_1 est l'accès 1 et l'extrémité l'accès 2, nous avons :

$${}^0t_1(\lambda){}^0t_1(-\lambda) = 1 - {}^0s_1(\lambda){}^0s_1(-\lambda) \qquad (14)$$

Notons que la valeur de $j_{tk}(\lambda)$ dans le plan d'entrée du circuit est donnée précisément par $s_{12}(\lambda)$. Dans la suite, on trouvera $s_{12}(\lambda)$ en observant les variations de j_{tk} lorsqu'on se déplace de la charge vers le générateur. En particulier, pour toute ligne de la chaîne, nous déterminerons la valeur de ${}^0t_1(\lambda)$ en fonction de ${}^0t_2(\lambda)$ et, par induction, nous aurons la valeur de $j_{tk}(\lambda)$ pour la chaîne complète de lignes.

A partir de l'équation (10), exprimons ${}^0s_1$ en fonction de ${}^1s_2$; le système considéré est montré à la figure 5.

$${}^0s_1(\lambda) = \frac{(1+\lambda)k_{10} + (1-\lambda)\cdot{}^1s_2(\lambda)}{(1+\lambda) + (1-\lambda)k_{10}\cdot{}^1s_2(\lambda)} \ . \qquad (15)$$

Le numérateur et le dénominateur de l'expression (15) sont des polynômes sur lesquels on peut faire les remarques suivantes :

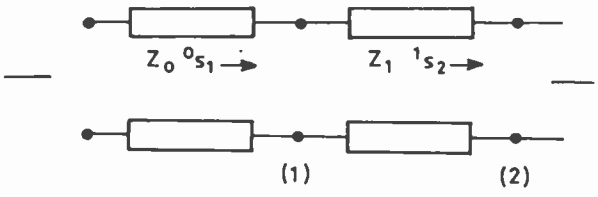


FIG. 5.

1. Puisque ${}^0s_1(\lambda)$ est réalisable, quand l'équation (15) se réduit à un rapport de polynômes, le degré du numérateur ne peut pas excéder celui du dénominateur.

2. Si les coefficients des termes de plus haut degré dans le numérateur et le dénominateur de ${}^1s_1(\lambda)$ sont inégaux, il existe la même inégalité dans les termes correspondants de ${}^0s_1(\lambda)$.

3. Hormis les cas où des facteurs communs ou bien les termes de plus haut degré en λ s'éliminent, le degré du polynôme du dénominateur de ${}^0s_1(\lambda)$ excède d'au moins une unité celui du dénominateur de ${}^1s_2(\lambda)$. Il sera montré plus loin que ces éventualités ne peuvent pas se produire, du fait que le dénominateur voit son degré accru.

Lorsqu'il y a élimination de facteurs communs, il peut se présenter les deux éventualités suivantes :

— ${}^1s_2(\lambda)$ a un zéro au point $\lambda = -1$,

— le numérateur et le dénominateur de ${}^0s_1(\lambda)$ ont un zéro commun en un point $\lambda \neq -1$.

Dans le 1er cas, remarquons que ${}^0s_1(-1) = 1/k_{10}$ de sorte qu'il est aisé de montrer que :

$$ {}^1s_2(-1) = 1/k_{21} \neq 0 \ ; $$

ainsi, il ne peut y avoir de zéro au point $\lambda = -1$. S'il existe un zéro en un point $\lambda_0 \neq -1$ au numérateur de ${}^0s_1$, il en résulte que :

$$ {}^1s_2(\lambda_0) = \frac{\lambda_0 + 1}{\lambda_0 - 1} k_{10} \ ; $$

au même point, le dénominateur prend la valeur $(1+\lambda_0)(1-k_{10}^2) \neq 0$ puisque $k_{10}^2 < 1$.

Montrons que les termes de plus haut degré ne s'annulent pas au dénominateur. Appelons a et b les coefficients des termes de plus haut degré du numérateur et du dénominateur de ${}^1s_2 (a \neq b)$; soit A et B les coefficients correspondants de ${}^0s_1$. En se reportant à l'équation (15) :

$$ A = bk_{10} - a $$

$$ B = b - ak_{10} $$

Pour que $A = B$ avec $a \neq b$ il faut que : $k_{10} = 1$: ceci n'est pas réalisable avec des impédances caractéristiques finies. La 2e remarque est, de ce fait, vérifiée.

Maintenant nous pouvons écrire :

$$ {}^0t_1(\lambda)\,{}^0t_1(-\lambda) = -\frac{(1-\lambda^2)(1-k_{10}^2)[1-{}^1s_2(\lambda)\,{}^1s_2(-\lambda)]}{D(\lambda)D(-\lambda)} \qquad (16a) $$

$$ = \frac{(1-\lambda^2)(1-k_{10}^2)}{D(\lambda)D(-\lambda)_{10}} {}^1t_2(\lambda)\,{}^1t_2(-\lambda) \ , \qquad (16b) $$

cette dernière équation se déduisant de :

$$ {}^0t_1(\lambda)\cdot{}^0t_1(-\lambda) = 1 - {}^0s_1(\lambda)\cdot{}^0s_1(-\lambda). \qquad (16c) $$

Nous avons montré que si les coefficients des termes de plus haut degré du numérateur et du dénominateur de ${}^1s_2$ sont inégaux, il en est de même pour ceux de ${}^0s_1$ et que, sauf si ${}^1s_2 = 0$, le dénominateur de ${}^0s_1$ est accru d'un degré. De ce fait, à partir de l'équation (16c), l'expression ${}^0t_1(\lambda)\cdot{}^0t_1(-\lambda)$ a un numérateur et un dénominateur de même degré et ces polynômes sont d'un degré supérieur de 2 à ceux de ${}^1t_2(\lambda)\,{}^1t_1(-\lambda)$.

L'équation (16b) montre, de plus, que lorsqu'on se déplace vers le générateur, il s'introduit un facteur $(1-\lambda^2)$ dans la fonction ${}^jt_k(\lambda)\cdot{}^jt_k(-\lambda)$ chaque fois qu'une ligne est franchie. Ajoutons à cela qu'au terminal, ${}^js_k$ et ${}^jt_k$ sont des constantes non nulles (sauf dans le cas banal de la charge adaptée) ; par suite, les coefficients des termes de plus haut degré du numérateur et du dénominateur de ${}^js_k$ sont inégaux au terminal. Du fait que les conditions requises sont satisfaites à la charge, on montre par conduction que pour une chaîne de lignes, le terme d'entrée ${}^jt_k(\lambda)\cdot{}^jt_k(-\lambda)$ doit avoir la forme :

$$ s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda) = (1-\lambda^2)^n / P_n(\lambda^2) \qquad (17) $$

où $P_n(\lambda^2)$ est un polynôme pair de même degré que celui du numérateur. Parallèlement, l'équation (17) définit une fonction paire de λ ; de plus, pour que le circuit soit physiquement réalisable, il faut que :

$$ s_{12}(\lambda)\cdot s_{12}(-\lambda)\big|_{\lambda = j\Omega} \leqslant 1. $$

On peut, à partir de là, énoncer le théorème suivant.

Théorème 3. — Une chaîne de lignes sans pertes (β, l) possède une fonction gain d'insertion $|s_{12}|^2$ dans le plan λ s'exprimant par un rapport de deux polynômes pairs de même degré $2n$ en λ, soit :

$$ s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda) = \left.\frac{(1-\lambda^2)^n}{P_n(\lambda^2)}\right|_{\lambda^2 = -\Omega^2} \leqslant 1 \ . $$

On peut obtenir une forme différente à partir de l'équation (17) ; en effet : $\lambda = j\Omega = j \operatorname{tg} \beta l$

donc : $1 - \lambda^2 = 1 + \operatorname{tg}^2 \beta l = \dfrac{1}{\cos^2 \beta l}$

$$ P_n(\Omega^2) = a_0 + a_2\Omega^2 + \ldots + a_{2n}\Omega^{2n} $$

$$ = a_0 + a_2 \operatorname{tg}^2 \beta l + \ldots + a_{2n} \operatorname{tg}^{2n} \beta l. $$

Par suite :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{a_0 \cos^{2n} \beta l + a_2 \operatorname{tg}^2 \beta l \cos^{2n} \beta l + \ldots + a_n \operatorname{tg}^{2n} \beta l \cos^{2n} \beta l}$$

$$= \frac{1}{a_0 \cos^{2n} \beta l + a_2 \sin^2 \beta l \cos^{2n-2} \beta l + \ldots + a_n \sin^{2n} \beta l}$$

Du fait que chaque terme est pair aussi bien en sin βl qu'en cos βl, on peut facilement transformer le dénominateur en polynôme pair de sinus ou de cosinus (en utilisant l'identité $\cos^2\beta l + \sin^2\beta l = 1$). Ainsi, pour une chaîne de lignes (β, l), $|s_{12}(\beta l)|^2$ doit toujours avoir la forme de l'équation (18) :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{A_0 + A_2 x^2 + \ldots + A_{2n} x^{2n}} \qquad (18)$$

avec : $x = \cos \beta l$ ou $x = \sin \beta l$.

Les équations (17) et (18) sont équivalentes ; la dernière forme a été donnée initialement par COLLIN.

4. Synthèse des quadripôles constitués de tronçons de lignes en cascade

Dans le paragraphe précédent, on a montré qu'il fallait qu'une chaîne de lignes sans pertes (β, l) satisfasse aux équations (17) ou (18) (théorème 3). On montrera dans le présent paragraphe que ces équations sont suffisantes en effectuant réellement la synthèse des lignes (β, l) correspondant à une fonction rationnelle de la forme [5] :

$$s_{12}(\lambda) s_{12}(-\lambda) = \frac{(1-\lambda^2)^n}{P_n(\lambda^2)}$$

avec : $s_{12}(\lambda) s_{12}(-\lambda)|_{\lambda = j\Omega} \leqslant 1$.

Les coefficients de répartition s_{12}, s_{11} sont respectivement normalisés aux résistances de source R_g et de charge R_l.

Considérons l'amplitude du coefficient de réflexion donnée par l'équation (13*b*) :

$$s_{11}(\lambda) s_{11}(-\lambda) = 1 - s_{12}(\lambda) s_{12}(-\lambda)|_{\lambda = j\Omega} \leqslant 1 \qquad (19)$$

Nous nous proposons d'extraire les lignes (β, l) une par une après avoir déterminé la fonction $s_{11}(\lambda)$ à partir de (19).

Le dénominateur de la fonction paire $s_{11}(\lambda) \cdot s_{11}(-\lambda)$ n'a pas de racine sur l'axe $j\Omega$ puisqu'en vertu de l'équation (19) $s_{11}(j\Omega) \cdot s_{11}(-j\Omega) \leqslant 1$. Par suite, le dénominateur peut être mis sous la forme d'un produit de deux polynômes à coefficients réels qui n'ont de racines qu'aux points des demi-plans de gauche et de droite ayant leurs images sur les axes Σ et $j\Omega$. Nous choisirons les facteurs du demi-plan de gauche relatifs au dénominateur de $s_{11}(\lambda)$ de telle sorte que cette fonction soit analytique dans la moitié droite du plan λ. Le numérateur de $s_{11}(\lambda) \cdot s_{11}(-\lambda)$ peut être mis sous la forme d'un produit de facteurs dont les racines se trouvent dans le demi-plan de gauche et leurs images dans le demi-plan de droite ; dans ce cas cependant, il peut aussi y avoir des racines sur la frontière $\lambda = j\Omega$. Les racines situées sur la frontière seront de multiplicité paire du fait que $s_{11}(\lambda) \cdot s_{11}(-\lambda)|_{\lambda = j\Omega} > 0$. Par ailleurs, une racine positive réelle en Ω^2, de multiplicité impaire, entraînera un changement de signe de la fonction

$$s_{11}(j\Omega) s_{11}(-j\Omega) = |s_{11}(i\Omega)|^2$$

suivant que Ω^2 prend des valeurs supérieures ou inférieures à la racine. On peut choisir, pour le numérateur de $s_{11}(\lambda)$, toute combinaison de la moitié du nombre total de facteurs en λ, pourvu que :

a) Lorsqu'un facteur racine du demi-plan de gauche ou de droite est utilisé, son image sur $j\Omega$ soit écartée ;

b) Toutes les racines de la frontière soient incluses chacune avec la moitié de son ordre de multiplicité ;

c) Les racines imaginaires ou complexes soient choisies en paires complexes conjuguées.

La fonction $s_{11}(\lambda)$ trouvée par le processus de mise en facteur ci-dessus satisfait à tous les critères (décrits au paragraphe 2) d'une fonction rationnelle réelle bornée et nous pouvons maintenant la représenter sous la forme d'une chaîne de ligne. Supposons définie la fonction ${}^0s_1(\lambda) = s_{11}(\lambda)$ où l'accès est maintenant placé à la source avec $Z_0 = R_g$. Nous voulons montrer que lorsqu'une ligne (β, l) d'impédance caractéristique convenable est extraite, le reste du réseau a un coefficient de réflexion physiquement réalisable de degré moindre que celui de ${}^0s_1(\lambda)$. Du fait que ${}^0s_1(\lambda)$ est une fonction réelle bornée (théorème 1), le coefficient de réflexion du réseau restant après extraction d'une ligne (β, l) est réalisable et donné par (20), l'impédance caractéristique de la ligne extraite étant donnée par l'équation (11*c*) :

$$Z_1 = \frac{1 + {}^0s_1(1)}{1 - {}^0s_1(1)} Z_0 .$$

Il reste à montrer que ${}^1s_2(\lambda)$ est de degré réduit ; pour cela, le dénominateur doit avoir un zéro au point $\lambda = -1$ pour éliminer un facteur identique du numérateur de ${}^1s_2(\lambda)$. Ce dénominateur jouit de la propriété :

$$1 - {}^0s_1(\lambda) \cdot {}^0s_1(-\lambda)|_{\lambda = -1} = 1 - {}^0s_1(-1) \cdot {}^0s_1(1)$$

$$= {}^0t_1(-\lambda) \cdot {}^0t_1(\lambda)|_{\lambda = 1} \qquad (21)$$

[5] Remarquons que la fonction complexe $s_{12}(\lambda)$ est donnée par $s_{12}(\lambda) = \sqrt{(1-\lambda^2)^n}/D^n(\lambda)$ où $D_n(\lambda)$ est un polynôme de Hurwitz de degré n.

avec : $^0t_1(\lambda)\,{}^0t_1(-\lambda) = s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda)$.

Mais nous avons supposé que

$$^0t_1(\lambda)\,{}^0t_1(-\lambda) = s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda)$$

avait la forme donnée par l'équation (17) et un zéro d'ordre n au point $\lambda = \pm 1$. Ainsi l'élimination voulue a lieu et le degré de $^1s_2(\lambda)$ est abaissé. De plus, en vertu de l'équation (16*b*), l'extraction d'une ligne fait disparaître un facteur $(1-\lambda^2)$ de la fonction prescrite $^0t_1(\lambda)\cdot{}^0t_1(-\lambda)$ et, du fait que les coefficients des termes de plus haut degré du numérateur et du dénominateur de $^1s_1(\lambda)$ restent inégaux, les degrés du numérateur et du dénominateur de $^1t_1(\lambda)$ sont identiques, par suite :

$$^1t_2(\lambda)\cdot{}^1t_2(-\lambda) = \frac{(1-\lambda^2)^{n-1}}{P_{n-1}(\lambda^2)} \ .$$

Le processus d'extraction des lignes peut être renouvelé avec des réductions successives de degré ; il se terminera, en fait, lorsque n lignes auront été extraites, n désignant l'ordre du zéro $\lambda = \pm 1$ de $s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda)$. En pratique, on continue simplement à appliquer le processus du théorème 1 aux fonctions ^ks_J ; il n'est pas nécessaire de calculer les fonctions ^ks_J ni aucune fonction impédance. La valeur de la résistance finale dépend des termes constants de la fonction prescrite $s_{11}(\lambda)$. Du fait que la chaîne de lignes est absolument transparente au courant continu ($\Omega = 0$), la charge R_l peut être trouvée à partir de la relation :

$$s_{11}(0) = \frac{R_l - R_g}{R_l + R_g} \ .$$

Le théorème suivant résume ces résultats :

Théorème 4. — La condition nécessaire est suffisante pour qu'une fonction gain d'insertion $|s_{12}(j\Omega)|^2$ caractérise une cascade de lignes (β, l) est que :

$$\begin{cases} 0 \leqslant |s_{12}(j\Omega)|^2 = \dfrac{(1+\Omega^2)^n}{P_n(\Omega^2)} \leqslant 1 \\ \Omega \in (-\infty, +\infty) \end{cases}$$

où $P_n(\Omega^2)$ est un polynôme pair de degré $2n$ en Ω. Par ailleurs :

$$\begin{cases} 0 \leqslant |s_{12}|^2 = \dfrac{1}{D_n(x^2)} \leqslant 1 \\ x \in (-\infty, +\infty) \end{cases}$$

où $x = \cos \beta l$ ou $\sin \beta l$ et où $D_n(x^2)$ est un polynôme de degré $2n$ en x.

Ainsi, le gain d'insertion d'une cascade de lignes (β, l) doit satisfaire aux conditions du théorème et réciproquement : toute fonction qui satisfait au théorème peut être réalisée par une cascade de lignes (β, l).

5. Exemple de filtre passe-bas

Supposons que l'on veuille construire, à l'aide d'une chaîne de lignes, un filtre passe-bas à réponse du type Tchebicheff dans la bande passante. La figure (6) montre l'allure du gain d'insertion $|s_{12}|^2$ pour trois échelles de fréquences : $\omega = \beta l$, $\Omega = \mathrm{tg}\beta l$ et $x = \alpha \sin \beta l$. La caractéristique est périodique en ω (fig. 6); cela signifie que le point où $\omega = \pi/2$ doit être choisie à une fréquence suffisamment élevée pour donner une limite supérieure convenable à l'extrémité de la bande atténuée ; ce point définit la bande utile du filtre.

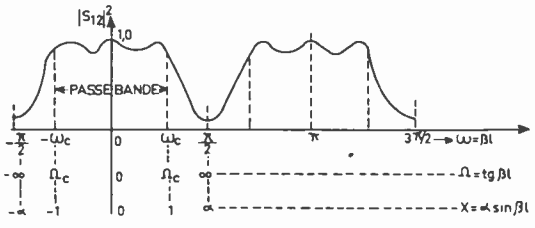


FIG. 6.

Pour construire une fonction gain d'insertion ayant le gabarit de filtrage voulu tout en étant physiquement réalisable, on utilisera la représentation polynomiale de $|s_{12}|^2$ (2e forme du théorème 4), en modifiant la variable x de la façon suivante :

$$x = \alpha \sin \beta l. \qquad (22a)$$

La variable de fréquence $\sin \beta l$ est choisie de telle sorte que le centre de la bande passante (courant continu) ait pour transformé l'origine dans la nouvelle échelle de fréquences ; cela simplifie la détermination de la fonction analytique caractéristique du gain d'insertion. Le coefficient α est utilisé pour ajuster la fréquence de coupure au point $x = \pm 1$; en effet, au point de coupure $\omega = \pm\omega_c$, nous avons :

$$x = \alpha \sin (\pm\omega_c) = \pm 1 \,,$$

de sorte que :

$$\alpha = 1/\sin \omega_c \qquad (22b)$$

Par ailleurs, la longueur de chaque tronçon de lignes sera de $\lambda/4$ à la fréquence prescrite ω_{gk} donnant la limite supérieure de la bande atténuée ; cela fixe la valeur de l. Les paramètres associés à $x = \alpha \sin \beta l$ sont maintenant complètement définis. L'expérience acquise sur les fonctions gain d'insertion des circuits à constantes localisées suggèrent immédiatement que :

$$|s_{12}(x)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(x)} \qquad (23)$$

où $T_n(x)$ est le polynôme de Tchebicheff d'ordre n à ondulation constante dans la bande passante normalisée ($-1 \leqslant x \leqslant 1$) et à décroissance monotone partout ailleurs. Les valeurs de ε et n doivent être ajustées pour contrôler l'ondulation dans la bande passante ainsi que la perte d'insertion au point

$x = \alpha$ (extrémité de la bande atténuée au-delà de laquelle la fonction indéfiniment dans le plan de la variable ω). Il faudrait remarquer que si n est pair, $T_n(0) = 1$; par suite, à partir de l'équation (23), nous avons :

$$|s_{12}(0)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2} \neq 1 \ ;$$

cela conduit à désadaptation entre générateur et charge.

La valeur de n doit être choisie impaire ($T_n(0) = 0$ pour n impair) si les résistances de source et de charge doivent être identiques car alors : $|s_{12}(0)| = 1$.

Considérons l'exemple numérique suivant, relatif à un filtre passe-bas :

1. facteur d'ondulation donnant une perte d'insertion maximale de 0,4 dB dans la bande passante ;

2. gamme utile de fréquences : 3 000 MHz ; répétition au-delà de cette fréquence ; atténuation en ce point $\geqslant 40$ dB ;

3. fréquence de coupure 1 000 MHz.

Le gain minimal dans la bande passante a lieu lorsque $T_n(x) = 1$. Ainsi, à partir de la première donnée, la perte d'insertion au point d'atténuation maximale de la bande passante sera :

$$10 \lg \left|\frac{1}{s_{12}}\right|^2 = 10 \lg (1+\varepsilon^2) = 0{,}4 \text{ dB}$$

soit $\varepsilon^2 = 0{,}1$.

Du fait que $l = \lambda/4$ à 3 000 MHz, nous avons $l = 2{,}5$ cm. A partir de la troisième donnée, il vient :

$$\alpha = \frac{1}{\sin \frac{\pi}{6}} = 2 \ .$$

Lorsque x est très grand devant l'unité,

$$T_n(x) \sim 2^{n-1} x^n .$$

Par suite, pour $x = \alpha$, il vient :

$$10 \lg [1 + \varepsilon^2 (2^{n-1} \alpha^n)^2] > 40 \ ;$$

$n = 5$ est le plus petit entier impair satisfaisant à cette condition. L'atténuation au point $x = \alpha$ peut être vérifiée en utilisant l'expression exacte de $T_n(\alpha)$ ($T_5(\alpha) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$) plutôt que l'approximation donnée ci-dessus ; on trouve :

$$10 \lg [1 + \varepsilon^2 T_5(\alpha)] = 41{,}2 \text{ dB}.$$

On obtient pour le gain d'insertion l'expression suivante :

$$|s_{12}(x)|^2 = \frac{1}{1+0{,}1[16x^5 - 20x^3 + 5x]^2} \ .$$

Nous avons maintenant :

$$x^2 = \alpha^2 \sin^2 \beta l = \frac{4 \operatorname{tg}^2 \beta l}{1 + \operatorname{tg}^2 \beta l} = \frac{4\lambda^2}{\lambda^2 - 1}\Big|_{\lambda^2 = -\Omega^2 = -\operatorname{tg}^2 \beta l}$$

Si l'on substitue cela dans l'expression de $|s_{12}(x)|^2$, on obtient la valeur de $s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda)$ sous la forme requise par le théorème 4. L'étape suivante consiste à calculer $s_{11}(\lambda)s_{11}(-\lambda) = 1 - s_{12}(\lambda)s_{12}(-\lambda)$ qui est alors décomposé en produit de facteurs (6), les racines du dénominateur situées dans le demi-plan de gauche sont enfin utilisées pour $s_{11}(\lambda)$. On peut effectuer la mise en facteur en utilisant les formes explicites de la référence [9] pour les racines. Le coefficient de réflexion obtenu est :

$$s_{11}(\lambda) = \frac{114{,}50\lambda^5 + 44{,}27\lambda^3 + 3{,}16\lambda}{114{,}50\lambda^5 + 83{,}21\lambda^4 + 74{,}48\lambda^3 + 28{,}89\lambda^2 + 8{,}53\lambda + 1}$$

La première ligne extraite a une impédance caractéristique qui se déduit de ${}^0s_1 = s_{11}(1) = 0{,}5213$, soit :

$$Z_1 = \frac{1 + s_{11}(1)}{1 - s_{11}(1)} Z_0 = 3{,}18$$

quand l'impédance du générateur vaut $Z_0 = 1$.

Le coefficient de réflexion résultant de l'extraction de la ligne peut être obtenu à partir du théorème 1 ou de l'équation (29) :

$${}^1s_2(\lambda) = \frac{s_{11}(\lambda) - s_{11}(1)}{1 - s_{11}(\lambda) \cdot s_{11}(1)} \frac{1+\lambda}{1-\lambda} = -\frac{54{,}8\lambda^4 + 11{,}42\lambda^3 + 16{,}87\lambda^2 + 1{,}811\lambda + 0{,}521}{54{,}83\lambda^4 + 28{,}39\lambda^3 + 23{,}02\lambda^2 + 5{,}87\lambda + 1}$$

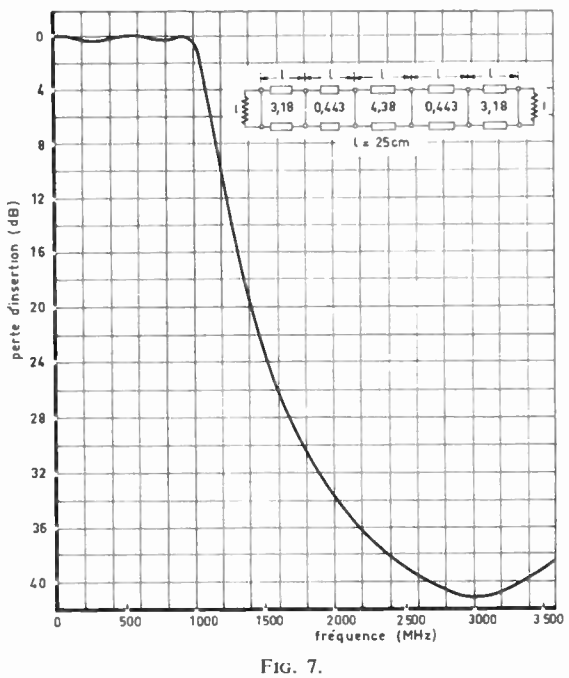


FIG. 7.

(6) En pratique, il est plus commode d'effectuer cette décomposition en x.

La ligne que l'on extrait ensuite a une impédance caractéristique :

$$Z_2 = \frac{1+{}^1s_2(1)}{1-{}^1s_2(1)} Z_1 = \frac{1-0{,}755}{1+0{,}755} 3{,}18 = 0{,}443 \ .$$

Le processus se poursuit d'une façon similaire jusqu'à ce que l'impédance terminale de 1 Ω soit obtenue. Le filtre définitif ainsi que sa perte d'insertion $10 \lg \left|\frac{1}{s_{12}}\right|^2$ sont montrés à la figure 7.

6. Calcul de transformateurs à lignes à large bande

L'application de la technique décrite dans les paragraphes précédents au calcul des transformateurs à lignes a déjà été traitée en détail dans la littérature, de sorte que nous ne ferons que peu de remarques sur ce sujet. Les chaînes de lignes qui adaptent une impédance terminale R_l à une impédance de source R_g ne peuvent changer les niveaux d'impédance à la fréquence zéro, du fait que les lignes sont absolument transparentes à cette fréquence. Par conséquent, le transformateur se comportera comme un filtre passe-bande entre les terminaisons prescrites ; le changement d'impédance ne sera effectif qu'au voisinage de la fréquence pour laquelle la longueur des lignes atteint $\lambda/4$. Cela suggère l'emploi de la variable de fréquence $x = \alpha \cos \beta l$; par suite, dans l'échelle de fréquences transformée (x), la caractéristique peut être déterminée comme une fonction passe-bas centrée en $x = 0$. Nous pouvons alors choisir, pour le gain d'insertion, la forme de l'équation (23) :

$$|s_{12}(x)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(x)}$$

avec : $x = \alpha \cos \beta l$.

En vertu du théorème 4, cela est évidemment réalisable par des tronçons de lignes en cascade.

La bande passante, rapportée à la variable réduite x, doit s'étendre de -1 à $+1$. Aux points $x = \pm 1$, la variable $\omega = \beta l$ devrait prendre des valeurs ω_L et ω_H correspondant aux limites inférieure et supérieure de la bande passante.

$$\text{Ainsi :} \begin{cases} 1 = \alpha \cos \omega_L \\ -1 = \alpha \cos \omega_H \end{cases}$$

$$\text{soit :} \qquad \alpha = \frac{1}{\cos \omega_L} = \frac{-1}{\cos \omega_H} \ . \qquad (24)$$

L'équation (24), peut s'écrire : $\cos \omega_L = -\cos \omega_H$ de sorte que nous avons : $\omega_L = \pi - \omega_H$ et $\omega_L + \omega_H = 0$.

Si λ_H et λ_L sont fixés (λ_H et λ_L étant les longueurs d'onde de guide associées aux pulsations ω_H et ω_L), on peut déterminer la longueur commune l de chaque tronçon de ligne.

Ainsi :

$$\beta_L l + \beta_H l = \pi \qquad (25)$$

soit :

$$\frac{2\pi l}{\lambda_L} + \frac{2\pi l}{\lambda_H} = \pi \quad \text{et} \quad l = \frac{1}{2} \frac{\lambda_H \lambda_L}{\lambda_H + \lambda_L} \ . \qquad (26)$$

L'allure générale du gain d'insertion $|s_{12}|^2$, rapportée aux échelles de fréquences $\omega = \beta l$ et $x = \alpha \cos \beta l$, est montrée à la figure 8.

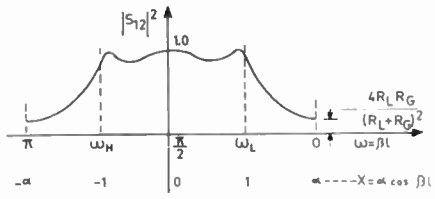


FIG. 8.

A la fréquence 0 ($x = \alpha$), les cascades de lignes étant transparentes, le coefficient de réflexion est celui correspondant à la désadaptation entre les résistances de source et de charge ; ainsi :

$$s_{11}\Big|_{\substack{\beta l = 0,\pi \\ x = \pm\alpha}} = \frac{R_l - R_g}{R_l + R_g} \qquad (27a)$$

$$|s_{12}|^2\Big|_{\substack{\beta l = 0,\pi \\ x = \pm\alpha}} = 1 - |s_{11}|^2 = \frac{4R_l R_g}{(R_l + R_g)^2} \qquad (27b)$$

Si l'ondulation maximale ε_0^2 dépendant du TOS maximal toléré dans la bande passante (obtenu lorsque $T_n(x) = 1$) est connue, les équations (27a) et (27b) permettent le calcul de n (degré du polynôme de Tchebicheff). Ainsi, nous avons :

$$\frac{1}{1+\varepsilon_0^2 T_n^2(x)} \geqslant \frac{4R_l R_g}{(R_l + R_g)^2} \ . \qquad (28a)$$

Le plus petit entier convenant pour n doit être calculé pour satisfaire l'inégalité (28a). En utilisant alors cette valeur de n, $\varepsilon^2 < \varepsilon_0^2$ est calculé pour satisfaire exactement cette équation : cela assure que la terminaison obtenue par le processus de synthèse est égale à la charge désirée :

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T_n^2(x)} \frac{(R_l - R_g)^2}{4R_l R_g} \ . \qquad (28b)$$

Exemple.

Considérons les spécifications suivantes relatives à un transformateur d'impédance à bande large :

1. gamme utile de fréquences : 3 000-6 000 MHz.
2. $R_l = 1$, $R_g = 2$.
3. TOS maximal dans la bande passante : 1,04.

A partir de l'équation (26), la première donnée entraîne :

$$l = \frac{1}{2}\,\frac{5\times 10}{5+10} = \frac{5}{3}\ \text{cm}$$

$$\alpha = \frac{1}{\cos\omega_L} = \frac{1}{\cos\dfrac{5/3}{10}\times 2\pi} = \frac{1}{\cos\dfrac{\pi}{3}} = 2\ .$$

La troisième donnée est équivalente à :

$$|s_{11}|^2_{\max} = 4\cdot 10^{-4},$$

d'où : $4\cdot 10^{-4} = 1-|s_{12}|^2_{\min} = \dfrac{\varepsilon_0^2}{1+\varepsilon_0^2} \simeq \varepsilon_0^2$.

En appliquant l'équation (28*a*), il vient :

$$1+\varepsilon_0^2 T_n^2(\alpha) \simeq \varepsilon_0^2\,(2^{n-1}\alpha^n)^2 \leqslant \frac{(1+2)^2}{4\cdot 1\cdot 2} \quad \text{avec } n=3.$$

A partir de l'équation (28*b*) et de l'expression de $T_3(x) = 4x^3-3x$, il vient :

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T_3^2(x)}\,\frac{1}{4\times 2} = \frac{1}{8\times 26^2} = 1{,}8510^{-4}\ ,$$

ce qui correspond à un TOS maximal de 1,03 dans la bande passante. Le gain d'insertion obtenu s'écrit :

$$|s_{12}(x)|^2 = \frac{1}{1+1{,}85\cdot 10^{-4}T_3^2(x)}\ .$$

Le processus de synthèse s'effectue maintenant comme dans l'exemple du paragraphe 4 avec la différence que $s_{11}(\lambda)s_{11}(-\lambda)$ est déterminé à partir de $|s_{11}(x)|^2$ en utilisant l'identité :

$$x^2 = \alpha^2\cos^2\beta l = \frac{1}{1+\operatorname{tg}^2\beta l} = \frac{1}{1-\lambda^2}\ .$$

7. Structures symétrique et antisymétrique

Dans le cas où une fonction gain d'insertion $|s_{12}|^2$ est associée à une structure possédant des symétries particulières, les calculs numériques peuvent être sérieusement écourtés (et les risques d'erreur réduits). Nous ne considérerons que les deux types de structures : symétrique et anti-symétrique.

Dans le cas symétrique, $s_{11}(p) = s_{22}(p)$; par suite si, rapportées aux paramètres de normalisation R_1 et R_2, les impédances réduites aux accès 1 et 2 sont respectivement z_1 et z_2, nous avons la relation :

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{R_1}{R_2}\ .$$

Dans le cas général, si $R_1 \neq R_2$, il faut utiliser un transformateur idéal. Cependant si $R_1 = R_2$, on a $z_1 = z_2$ et nous pouvons réaliser la structure symétrique en extrayant $n/2$ (n pair) ou $(n+1)/2$ (n impair) tronçons de lignes en partant d'une porte et en plaçant les mêmes éléments à partir de l'autre porte sans plus de calculs. Il est évident que ce processus réduit non seulement les calculs mais encore minimise les erreurs de calcul cumulatives.

Il est donc fondamental, en pratique, de savoir si une fonction gain donnée peut, ou non, être réalisée par une structure symétrique. Nous traiterons plus loin le cas anti-symétrique.

7.1. Structure symétrique

Supposons que nous écrivions :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\dfrac{A(\Omega^2)}{(1+\Omega^2)^n}} \tag{29}$$

Sachant que $\lambda = j\Omega$, nous avons :

$$s_{12}(\lambda) = \frac{\sqrt{(1-\lambda^2)^n}}{D(\lambda)} \tag{30}$$

où $D(\lambda)$ est un polynôme de Murwitz.

Pour un quadripôle sans pertes, il existe entre les coefficients de la matrice de répartition, la relation :

$$s_{11}(-j\Omega)s_{12}(j\Omega)+s_{22}(j\Omega)s_{12}(-j\Omega) = 0 \tag{31}$$

dont il résulte :

$$s_{22}(j\Omega) = -s_{11}(-j\Omega)\frac{s_{12}(j\Omega)}{s_{12}(-j\Omega)}\ . \tag{32}$$

Le polynôme positif et pair $A(\Omega^2)$ de l'équation (29) peut toujours se mettre sous la forme d'un produit de polynômes réels :

$$A(\Omega^2) = N(j\Omega)\cdot N(-j\Omega). \tag{33}$$

Du fait que :

$$s_{11}(j\Omega)s_{11}(-j\Omega) = |s_{11}(j\Omega)|^2 = |s_{22}(j\Omega)|^2 = 1-|s_{12}(j\Omega)|^2 \tag{34}$$

l'équation (32) (7) devient :

$$s_{22}(j\Omega) = \frac{-N(-j\Omega)}{D(j\Omega)} \tag{35}$$

$$s_{11}(j\Omega) = \frac{N(j\Omega)}{D(j\Omega)} \tag{36}$$

(7) Les dénominateurs de $s_{11}(\lambda)$, $s_{22}(\lambda)$ représentent le polynôme

Si la structure à tronçons de lignes en cascade est symétrique ($s_{11} = s_{22}$), il résulte des équations (35) et (36) :

$$-N(-j\Omega) = N(j\Omega). \tag{37}$$

Par conséquent, $N(j\Omega)$ est un polynôme impair en $\lambda = j\Omega$ qui doit avoir la forme :

$$\begin{cases} N(\lambda) = \lambda \cdot Q(\lambda^2), & \lambda = j\Omega \\ N(j\Omega) = j\Omega\ Q(\Omega^2) \end{cases}$$

où Q est un polynôme pair. En se reportant à l'équation (33), cela implique que :

$$A(\Omega^2) = \Omega^2 Q^2(\Omega^2). \tag{38}$$

Réciproquement, si (38) est satisfaite, on peut toujours choisir $N(j\Omega)$ pour que $s_{11}(j\Omega) = s_{22}(j\Omega)$ et la structure sera alors symétrique.

Pour que la condition $s_{11}(j\Omega) = s_{22}(j\Omega)$, associée à un quadripôle constitué de tronçons de lignes sans pertes, donne lieu à une réalisation symétrique, il est nécessaire et suffisant que : $A(\Omega^2)$ (équation 33) soit le carré parfait d'un polynôme impair. Cela équivaut en effet à poser que dans le domaine λ, $N(\lambda)$ doit être impair et que les zéros vérifient toute combinaison du type suivant :

a) être de multiplicité paire et se trouver sur l'axe $j\Omega$;

b) être de multiplicité paire et disposés aux sommets d'un rectangle centré à l'origine.

c) être de multiplicité paire et disposés sur l'axe réel Σ ;

d) avoir toujours une racine d'ordre $2k$ à l'origine (k étant impair).

7.2. Structure antisymétrique

Si la structure doit être antisymétrique, nous avons :

$$-s_{11}(j\Omega) = s_{22}(j\Omega). \tag{39}$$

En effet, cela signifie qu'avec les terminaisons R_1R_2 prescrites, l'impédance à l'accès 2 est inversement proportionnelle à l'impédance à l'accès 1, soit :

$$z_1 z_2 = R_1 R_2. \tag{40}$$

En se reportant à l'équation (32), on voit que tout circuit antisymétrique est tel que :

$$s_{11}(j\Omega) = s_{11}(-j\Omega)\,\frac{s_{12}(j\Omega)}{s_{12}(-j\Omega)}\,. \tag{41}$$

En particulier, pour une structure antisymétrique à tronçons de lignes en cascade, nous avons :

$$N(-j\Omega) = N(i\Omega). \tag{42}$$

Dans ce cas, la fonction $A(\Omega^2)$ est le carré d'un polynôme pair dont les zéros doivent vérifier l'une des combinaisons suivantes :

a) être de multiplicité paire et situés sur l'axe $j\Omega$,

b) être de multiplicité paire et disposés en paires symétriques sur l'axe Σ ;

c) être de multiplicité paire et disposés aux sommets d'un rectangle centré à l'origine.

Le processus d'extraction de Richards pour des lignes en cascade étant unique, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

Si le filtre est symétrique avec des terminaisons égales et si, en partant de la porte 1, on rencontre des lignes d'impédances caractéristiques Z_1, Z_2, ..., on retrouve les mêmes lignes en partant de 2.

Si le filtre est antisymétrique avec des terminaisons différentes R_1, R_2 et si, en partant de la porte 1, on rencontre les impédances Z_1, Z_2, ..., on peut aisément montrer qu'en partant de la porte 2, les tronçons de lignes composantes doivent avoir pour impédances caractéristiques : $\frac{R_1R_2}{Z_1}$, $\frac{R_1R_2}{Z_2}$,... ; dans ce dernier cas, s'il y a un nombre impair de lignes, le tronçon médian doit avoir l'impédance $\sqrt{R_1R_2}$.

Tous ces résultats sont rassemblés ci-dessous :

Propriétés des structures symétrique et antisymétrique à tronçons de lignes en cascade

$\lvert s_{12}\rvert^2 = \dfrac{1}{1+\dfrac{N(j\Omega)N(-j\Omega)}{(1+\Omega^2)^2}}$	Structure symétrique	Structure antisymétrique
s_{22}	$s_{11}(j\Omega)$	$-s_{11}(j\Omega)$
s_{11}	$-s_{11}(-j\Omega)$	$s_{11}(-j\Omega)$
$N(j\Omega)$	$-N(-j\Omega) = N(j\Omega)$	$N(-j\Omega) = N(j\Omega)$
Impédances rencontrées à partir de l'accès 1	$Z_1, Z_2, \ldots$	$Z_1, Z_2, \ldots$
Impédances rencontrées à partir de l'accès 2	$Z_1, Z_2, \ldots, (R_1 = R_2)$	$\frac{R_1R_2}{Z_1}, \frac{R_1R_2}{Z_2} \ldots$
Impédance à l'accès 1	Z	Z
Impédance à l'accès 2	$Z \quad (R_1 = R_2)$	$\frac{R_1R_2}{Z}$
$A(\Omega^2) = N(j\Omega) \times N(-j\Omega)$	carré d'une fonction impaire	carré d'une fonction paire

Dans le cas des fonctions de filtre passe-bas définies par l'équation (23) où $x = \alpha \sin \beta l$, il est clair que, le numérateur de $|s_{11}(x)|^2$ étant $x^2 T_n^2(x)$, le filtre doit être symétrique quand n est impair car, d'une part, $T_n(x)$ a la parité de n, d'autre part, x est une fonction impaire de Ω. Le filtre de la figure 7 où n est impair est un exemple de réalisation symétrique ; dans ce cas, $|s_{12}(0)|^2 = 1$ alors que dans une réalisation antisymétrique, $|s_{12}(0)|^2$ serait < 1 et un transformateur serait nécessaire. Ainsi, le cas où n est impair est du plus grand intérêt.

Dans le cas où un transformateur est nécessaire, nous avons : $x = \alpha \cos \beta l$ car x est une fonction paire de Ω ; $A(\Omega^2)$ est alors toujours le carré d'une fonction paire ; il en résulte que le montage en cascade des lignes correspondantes peut toujours être réalisé sous une forme anti-symétrique quelle que soit la parité de n. Ces résultats sont rassemblés ci-contre :

Réalisations symétrique et antisymétrique de structures à lignes :

$$|s_{12}(x)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(x)}$$

	Filtre passe-bas	Transformateur passe-bande
x	$\alpha \sin \beta l = \dfrac{\alpha\Omega}{\sqrt{1+\Omega^2}}$	$\alpha \cos \beta l = \dfrac{\alpha}{\sqrt{1+\Omega^2}}$
n impair	symétrique	antisymétrique
n pair	antisymétrique	antisymétrique

BIBLIOGRAPHIE

[1] RICHARDS P.I. — Resistor Transmission-Line Circuits, *Proc. IRE*, vol. 37, n° 2, February 1948, pp. 217-219.

[2] COLLIN R.B. — Theory and Design of Wide Band Multisection Quarter-Wave Transformers. *Proc. IRE*, vol. 43, n° 2, February 1955, pp. 179-185.

[3] KASAHARA Y., OZAKI H., FUJISAWA T. — Design of Distributed Constant Filter, Osaka U. *Technology Report*, vol. 4, n° 115, Osaka, Japan, 1954.

[4] OZAKI H., ISHII J. — Synthesis of Transmission Line Networks and Design of VHF Filters. *IRE Trans.* PGCT, vol. CT-2, n° 4, December 1955, pp. 325-336.

[5] IKENO N. — The Design Theory of Networks with Distributed Constants. *Report of Research and Development*, Japan Tel. and Tel. Co, vol. 4, n° 3, pp. 379-417, July 1955, Tokyo, Japan (in Japanese).

[6] IKENO N. — Design of Distributed Constant Networks, Reports of El. Comm. Lab. NTT, Japan, vol. 4, n° 5, May 1956, pp. 29-36.

[7] RIBLETT H. — General Synthesis of Quarter-Wave Impedance Transformers. *IRE PGMTT*, V. MTT-5, N° 1, January 1957, pp. 36-43.

[8] HATORI K. and MATSUMOTO A. — Studies on Transmission Line Filters, Monograph Series of the Research Institute of Applied Electricity, n° 8, 1960, pp. 49-125, Hokkaido U., Sapporo, Japan.

[9] RAGAN. — Microwave Transmission Circuits, Chapter 9 pp. 590-593, *McGraw-Hill*, 1948.

L'étude publiée ci-dessus a été réalisée sous la direction de l'Air Force Systems Command, Research and Technology Division, Rome Air Development Center, Griffiss Air Force Base, New York, sous contrat N° AF 30(602)-3951

MÉTHODES MODERNES DE SYNTHÈSE DES RÉSEAUX DE LIGNES DE TRANSMISSION

PAR H. J. CARLIN
Polytechnic Institut of Brooklyn

2e PARTIE

Synthèse directe des structures de lignes de transmission à bande passante

1. Introduction

1.1. APPLICATION DES FONCTIONS DES LIGNES DE TRANSMISSION PASSE-BANDE

La synthèse des circuits de lignes de transmission en cascade, sans pertes, de même longueur est bien établie.

On peut résumer les résultats en posant les conditions nécessaires et suffisantes pour qu'une telle structure de lignes en cascade deviennent réalisable [1] : étant donné un coefficient de dispersion de transmission $s_{12}(j\beta l)$ (β est la constante de propagation, l la longueur de la ligne), tel que sans la transformation $\Omega = \text{tg } \beta l$, la fonction d'amplitude $|s_{12}(j\Omega)|^2$ soit rationnelle, pour un nombre n de lignes en cascade, chacune de longueur l, $|s_{12}|^2$ doit être de la forme :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{(1+\Omega^2)^n}{P_n(\Omega^2)}$$

où P_n est un polynôme de degré n fonction de la variable réelle Ω^2 et

$$0 \leqslant |s_{12}(j\Omega)|^2 \leqslant 1, \qquad 0 \leqslant \Omega^2 \leqslant \infty$$

Dans les limites de ces contraintes, on peut alors choisir la fonction $|s_{12}(j\Omega)|^2$ de façon à se rapprocher des caractéristiques désirées des filtres passe-bas. On peut également représenter la forme de la fonction d'un transformateur d'impédance à large bande sur une bande déterminée pourvu qu'en courant continu $|s_{12}(j\Omega)|^2$ prenne effectivement la valeur associée à la désadaptation des résistances de charge et de source.

Une des limites de la fonction des lignes en cascade est qu'en courant continu, le système est complètement transparent de telle sorte qu'une réponse passe-bande qui fournit une transmission zéro aux basses fréquences n'est pas réalisable.

Si une ligne en court-circuit est connectée en parallèle avec les lignes de transmission en cascade, la transmission du système atteindra le zéro en courant continu. Un tel réseau peut alors présenter les caractéristiques d'un filtre passe-bande et c'est pourquoi on considère les fonctions qui décrivent les réseaux de lignes en cascade et d'adaptateurs en parallèle.

Une application ultérieure des fonctions des réseaux lignes en cascade et adaptateurs apparaît si l'on considère un transformateur à large bande pour une charge se composant d'une résistance en parallèle avec une ligne de transmission en court-circuit ou en circuit ouvert.

Quelques exemples caractéristiques de telles charges sont : un bolomètre en guide fermé sur un court-circuit quart d'onde, une transition du coaxial au guide qui comprend une sonde s'étendant de la ligne coaxiale au guide d'ondes et fermé dans le guide par une portion de ligne en court-circuit, une terminaison par une diode tunnel qui peut être approximée par une résistance négative en parallèle avec un adaptateur en circuit ouvert, et un écran absorbeur d'hyperfréquences qui peut être représenté par une résistance en parallèle avec un adaptateur en court-circuit.

Dans l'exposé des fonctions des réseaux lignes en cascade - adaptateurs, on met l'accent sur les fonctions des réseaux de filtres passe-bande et leur synthèse, mais les fonctions dérivées trouvent leur application dans les autres dispositifs décrits plus haut.

1.2. PROPRIÉTÉS DES RÉSEAUX DE LIGNES EN CASCADE AVEC ADAPTATEURS EN PARALLÈLE

L'utilisation d'une fonction de lignes de tranmission pour les lignes en cascade avec adaptateurs a été traitée de façon approfondie par OZAKI et ISHII [5].

Ces derniers considèrent les fonctions de dispersion de la forme :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{(1+\Omega^2)^n(\Omega^2-\Omega_1^2)^2\ldots(\Omega^2-\Omega_k^2)^2}{P_m(\Omega^2)}, \qquad m \gg n+2k$$

et discutent des moyens de réaliser des fonctions appropriées de cette forme, par des lignes en cascade, en mettant en parallèle des adaptateurs en circuit ouvert.

Un peu plus loin, ils discutent d'une technique de transformation graphique qui permettra le choix de P_m, aussi bien que les rézos de transmission de fréquence réelle, Ω_1, Ω_2, ..., Ω_k de façon à obtenir une réponse du type Tchebicheff dans les bandes passantes et dans les bandes atténuées. On doit remarquer que le coefficient $|s_{12}(j\Omega)|^2$ mentionné ci-dessus, est essentiellement une fonction de passe-bas et peut être utilisé seulement pour une réponse passe-bande, dans l'une des périodes les plus élevées de la variable $\Omega = \text{tg } \beta l$, c'est-à-dire $\pi < \beta l$.

Une réponse passe-bande avec un zéro de transmission en courant continu nécessite un adaptateur en court-circuit et, dans ce cas, on peut utiliser une technique très simple basée sur les travaux de SHARPE [12], [13-15] pour obtenir une réponse d'ondulation du type Tchebicheff dans une zone de passe-bande.

Cette méthode évite toute utilisation d'une analogie éventuelle avec une quantification de charge [8] et donne des fonctions simples et explicites de la réponse dans les termes des polynômes de Tchebicheff.

Il est également possible d'étendre cette technique au cas des adaptateurs multiples, en utilisant des zéros de transmission d'ordre plus élevé, à $\Omega = 0$ (courant continu).

Un des résultats importants du travail d'OZAKI [5] est l'établissement des conditions suffisantes pour l'emplacement de Ω_k, de telle sorte que, dans la synthèse des fonctions passe-bas, seuls sont requis des lignes en cascade et des adaptateurs en circuit ouvert, et on n'a pas besoin de bobines couplées ou de transformateurs. De plus, la fonction passe-bas peut toujours être modifiée, de façon à ce que :

$$|s_{12}(0)|^2 = \frac{4R_1R_G}{(R_1+R_G)^2}$$

et cela permet d'être sûr qu'une résistance de charge déterminée sera obtenue dans la synthèse.

Ces résultats n'ont pas été étendus à la synthèse exacte du cas général des passe-bandes avec adaptateurs en court-circuit et en circuit ouvert ; il n'a pas non plus, été établi un critère permettant de prédire à l'avance que la synthèse se terminera par une charge déterminée, car le zéro de transmission, en courant continu, cache l'effet d'entrée de la résistance de charge.

Cependant, dans le cas des fonctions de lignes de transmission en cascade avec un simple zéro de transmission en courant continu, dont on verra la description ci-dessous, il est possible de définir un procédé de synthèse exacte. On utilise au plus, pour cela deux adaptateurs en court-circuit qui permettent le contrôle de la résistance de charge terminale, laquelle dépend de l'endroit où, le long de la structure de lignes en cascade, on place les adaptateurs.

La synthèse directe, sans une transformation de passe-bas à passe-bande, de filtres de lignes de transmission passe-bande pour un générateur et des terminaisons de charge fixées, tels qu'ils sont décrits ici, dans lesquels il y a une perte infinie en courant continu, n'a encore jamais été exposée, à la connaissance de l'auteur, dans aucun autre ouvrage technique.

2. Développement de fonctions à ondulation constante (type Tchebicheff) pour lignes en cascade et un seul adaptateur [14], [15]

On considérera tout d'abord le cas d'une cascade de n lignes de transmission sans pertes et un adaptateur court-circuit en parallèle, tous les éléments ayant une longueur égale. L'adaptateur introduit un simple zéro de transmission à $\Omega = 0$; c'est pourquoi pour ce réseau, la fonction de gain d'insertion qui est égale au carré de l'amplitude du coefficient de dispersion de transmission $|s_{12}|^2$, a la forme générique :

$$|s_{12}\ (i\Omega)|^2 = \frac{\Omega^2(1+\Omega^2)^n}{P_{n+1}(\Omega^2)} \tag{1}$$

avec :

$$0 \leqslant |s_{12}(j\Omega)^2|^2 \leqslant 1$$

où $\Omega = \text{tg } \theta$, $\theta = \beta l$ et P_{n+1} est un polynôme de degré $(n+1)$ en Ω^2. La fonction s_{12} est un coefficient de dispersion normalisé, avec des nombres de normalisation égaux aux extrémités déterminées de la charge et du générateur [16].

C'est pourquoi, si on substitue dans la suite tg θ à Ω, on peut, si on veut, exprimer le gain d'insertion par :

$$|s_{12}|^2 = \frac{\text{tg}^2\,\theta\,(\sec^2\theta)^n}{P_{n+1}\,(\text{tg}^2\,\theta)} = \frac{\sin^2\theta\,(\cos^2\theta)^{-(n+1)}}{P_{n+1}\,(\text{tg}^2\,\theta)}$$

$$= \frac{\sin^2\theta}{P_{n+1}\,(\cos^2\theta)}. \tag{2}$$

Maintenant, posons $x = \alpha\cos\theta$, pour lequel $\sin^2\theta = 1-\cos^2\theta = (\alpha^2-x^2)/\alpha^2$.

Avec cette transformation :

$$|s_{12}|^2 = \frac{\alpha^2-x^2}{G_{n+1}(x^2)} = \frac{\alpha^2-x^2}{(\alpha^2-x^2)+H_{n+1}(x^2)}$$

$$= \frac{1}{1+\dfrac{H_{n+1}(x^2)}{\alpha^2-x^2}} = \frac{1}{1+F(x^2)} \tag{3}$$

où :

$$H_{n+1}(x^2) \equiv G_{n+1}(x^2)-(\alpha^2-x^2)$$

et $$F(x^2) \equiv \frac{H_{n+1}(x^2)}{\alpha^2 - x^2},$$

G_{n+1} et H_{n+1} sont des polynômes de degré $(n+1)$ en x^2.

Le problème fondamental de la spécification de l'ondulation du type Tchebicheff sera donc de déterminer une forme de fonction pour $F(x^2)$ qui aura à la fois le comportement d'un passe-bande à ondulation de Tchebicheff et possédera les pôles requis à $x = \pm\sigma$. Pour réaliser cela, on emploiera une modification de la fonction fondamentale, génératrice des polynômes de Tchebicheff.

Posons $x = \cos\phi = \alpha\cos\theta$; c'est-à-dire, $\phi = \cos^{-1}(\alpha\cos\theta)$. En outre, posons $F(x^2) \equiv \cos(2n\Phi + \delta)$, où l'angle δ est à déterminer.

La bande passante doit comprendre l'intervalle $-1 \leqslant x \leqslant 1$.

Lorsque x varie de $+1$ à -1, l'angle ϕ couvre π radians, autrement dit : $2n\phi$ couvrent $2n\pi$ radians. Pour atteindre l'ondulation de type Tchebicheff passe-bande, l'angle δ doit être astreint de façon à traverser de façon monotone 2π radians, tandis que x varie de $+1$ à -1. Sous cette contrainte, l'effet de l'angle δ dans la bande passante sera d'ajouter simplement une ondulation supplémentaire bien que n'ayant pas le même facteur de forme que celui dû à la variation de ϕ.

En même temps que la contrainte essentielle (à savoir $F(x^2) = \cos(2n\phi + \delta)$ soit une fonction rationnelle), si ces propriétés peuvent être satisfaites, la spécification de l'ondulation type Tchebicheff sera remplie.

Considérons la fonction suivante :

$$\cos\delta \equiv \frac{(2\alpha^2 - 1)x^2 - \alpha^2}{\alpha^2 - x^2}. \tag{4}$$

Pour assurer la variation monotone de l'angle δ dans l'intervalle $-1 \leqslant x \leqslant 1$, la pente $\mathrm{d}\delta/\mathrm{d}x$ ne doit pas changer de signe.

Evaluons-la :

$$\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}x} = \frac{-4x\alpha^2(\alpha^2 - 1)}{(\alpha^2 - x^2)^2 \sin\delta}. \tag{5}$$

Dans l'intervalle $0 \leqslant x \leqslant +1$, δ est dans le premier et le second quadrants car, dans cet intervalle, $\cos\delta$ va de $+1$ à -1 en passant par 0. Il s'en suit que $\sin\delta$ est positif et $(\mathrm{d}\delta/\mathrm{d}x) < 0$. Dans l'intervalle $-1 < x \leqslant 0$, δ est dans les troisième et quatrième quadrants.

Etant donné que x et $\sin\delta$ sont tous deux négatifs dans cette région, $\mathrm{d}\delta/\mathrm{d}x$ est à nouveau < 0. Par conséquent, la pente de δ par rapport à x est négative dans tout l'intervalle ; la variation est monotone. Par conséquent, l'argument $(2n\phi + \delta)$ varie de $(n+1)$ cycles de 2π sur la bande passante ; $\cos(2n\phi + \delta)$ se répète $(n+1)$ fois avec $2(n+1)$ zéros.

La fonction $\cos(2n\phi + \delta)$ varie entre ± 1 dans la bande passante, c'est-à-dire $-1 \leqslant \cos(2n\phi + \delta) \leqslant 1$, pour $-1 \leqslant x \leqslant 1$.

Par conséquent, pour assurer que $|s_{12}|^2$ est au plus égale à l'unité, la fonction du gain d'insertion peut être définie par :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1 - \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2 F(x^2)} = \frac{1 - \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2 \cos(2n\phi + \delta)}. \tag{6}$$

Pour cette spécification, $0 \leqslant |s_{12}|^2 \leqslant 1$, car le dénominateur est toujours $\geqslant 1 - \varepsilon^2$.

La fonction $\cos(2n\phi + \delta)$ est $> +1$ pour $1 < |x| < \alpha$.

On doit enfin considérer la dernière propriété qui est celle de la rationalité des nombres. Pour faire la démonstration, considérons $\cos(2n\varphi + \delta)$ sous sa forme développée :

$$\cos(2n\phi + \delta) = \cos 2n\phi \cos\delta - \sin 2n\phi \sin\delta.$$

Le produit $\cos 2n\phi \times \cos\delta$ est rationnel, car $\cos 2n\phi = T_{2n}(x)$, polynôme rationnel de Tchebicheff de la première espèce, tandis que $\cos\delta$ est, par définition, le quotient des fonctions rationnelles définies plus haut.

La fonction $\sin 2n\phi = U_{2n}(x)$ est une fonction de Tchebicheff de la deuxième espèce.

Cette fonction est liée à une fonction rationnelle par l'identité :

$$U_{2n}(x) = \sqrt{1 - x^2}\, Q_{(2n-1)}(x)$$

où $Q_{(2n-1)}(x)$ est un polynôme rationnel.

Le terme qui reste est :

$$\sin\delta = \sqrt{1 - \cos^2\delta} = \frac{2\alpha x\sqrt{(1 - x^2)(\alpha^2 - 1)}}{\alpha^2 - x^2}$$

où nous avons choisi le signe plus pour la racine carrée de façon à ce que $\sin\delta \geqslant 0$ pour $x \leqslant 1$, en précisant que $\alpha \geqslant 1$.

Par conséquent, $\sin 2n\phi \sin\delta$ est aussi rationnel. Ainsi :

$$\cos(2n\phi + \delta) = \frac{[(2\alpha^2 - 1x)^2 - \alpha^2]T_{2n}(x) - 2\alpha x(1 - x^2)\sqrt{\alpha^2 - 1}\, Q_{2n-1}(x)}{\alpha^2 - x^2} \tag{7}$$

est rationnel et possède les pôles requis à $x = \pm\alpha$.

Une autre spécification pour $|s_{12}|^2$ peut être obtenue par la définition d'un nouvel angle, $\xi = \delta/2$, pour lequel :

$$\cos\xi = \sqrt{\frac{1 + \cos\delta}{2}} = x\sqrt{\frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2 - x^2}} \tag{8a}$$

$$\sin\xi = \sqrt{1 - \cos^2\xi} = \alpha\sqrt{\frac{1 - x^2}{\alpha^2 - x^2}} \tag{8b}$$

Ainsi :

$$\cos(n\phi+\dot{\xi}) = \cos n\phi\cos\dot{\xi} - \sin n\phi\sin\dot{\xi}$$

$$= T_n(x)\cdot x\sqrt{\frac{\alpha^2-1}{\alpha^2-x^2}} - U_n(x)\cdot\alpha\sqrt{\frac{1-x^2}{^2\alpha^2-x}},$$

et, en utilisant l'identité :

$$T_{n+1}(x) - x\,T_n(x) = -\sqrt{1-x^2}\,.\,U_n(x),$$

nous avons :

$$\cos(n\phi+\dot{\xi}) = \frac{[\sqrt{\alpha^2-1}-\alpha]xT_n(x)+\alpha T_{n+1}(x)}{\sqrt{\alpha^2-x^2}}. \quad (9)$$

Donc, la fonction $\cos^2(n\phi+\dot{\xi})$ sera rationnelle.

Etant donné que cette fonction est $\geqslant 0$ pour $-\alpha < x < \alpha$, la spécification appropriée utilisant cette fonction pour le gain d'insertion, est :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2\cos^2(n\phi+\dot{\xi})}. \quad (10)$$

Cela donne une réponse du type passe-bande représentée dans la figure 3, qui peut être appliquée dans le cas où $q = 1$.

3. Fonctions des filtres à adaptateurs multiples

Bien que le cas traité ici de façon explicite, soit celui du zéro de transmission en courant continu du gain d'insertion (c'est-à-dire un adaptateur court-circuit en parallèle ou des adaptateurs circuit ouvert en série), la technique est générale et peut être étendue à d'autres cas intéressants, en lui faisant subir une transformation appropriée.

Ainsi, on pourrait élargir cette idée de façon à obtenir un filtre à lignes de transmission de Tchebicheff passe-bas, avec zéro multiple de transmission dans $|s_{12}(j\Omega)|$, lorsque $\Omega \to \infty$. Dans ce cas, la fonction du gain pour un filtre ayant les mêmes extrémités (charge et générateur), doit être choisie de la forme :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{(1+\Omega^2)^n}{P_{n+q}(\Omega^2)} \quad (11)$$

P_{n+q} est un polynôme d'ordre $2(n+q)$ en Ω avec un terme unitaire constant si bien qu'il n'y a pas de perte par désadaptation en courant continu, et l'expression (11) fait apparaître un zéro à $\Omega = \infty$ ($\theta = \pi/2$) d'ordre q dans $|s_{12}(j\Omega)|$.

Lorsque l'on discute du cas du passe-bas, on laisse $y = \alpha\sin\theta$ ($y = 0$, et $\theta = \beta l = 0$ a lieu, en courant continu, dans le milieu du passe-bande).

L'expression (11) s'écrit alors :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{\cos^{2n}\theta P_{n+q}\left(\dfrac{\sin^2\theta}{\cos^2\theta}\right)}$$

$$= \frac{1}{1+\dfrac{H_{n+q}(y^2)}{(\alpha^2-y^2)^q}}, \quad y = \alpha\sin\theta. \quad (12)$$

Lorsque $y \to \alpha$, $|s_{12}|$ a un zéro d'ordre q.

Choisissons maintenant le polynôme $H_{n+q}(y^2)$, pour obtenir un comportement de Tchebicheff dans le passe-bande. Considérons la fonction :

$$f(y) = \cos(n\phi+q\dot{\xi}) \quad (13)$$

où :

$$\cos\phi = \alpha\sin\theta = y \quad (14)$$

et comme dans (8*a*) et (8*b*)

$$\cos\dot{\xi} = \sqrt{\frac{1+\cos\delta}{2}} = y\sqrt{\frac{\alpha^2-1}{\alpha^2-y^2}} \quad (15a)$$

$$\sin\dot{\xi} = \sqrt{1-\cos^2\dot{\xi}} = a\sqrt{\frac{1-y^2}{\alpha^2-y^2}}. \quad (15b)$$

Alors :

$$\cos(n\phi+q\dot{\xi}) = \cos n\phi\cos q\dot{\xi} - \sin n\phi\sin q\dot{\xi} \quad (16)$$

et avec :

$$\cos n\phi\cos q\dot{\xi} = \frac{T_n(y)R_q(y)}{\sqrt{(\alpha^2-y^2)^q}} \quad (17)$$

$$\sin n\phi\sin q\dot{\xi} = \frac{\alpha(1-y^2)Q_{h-1}(y)M_{q-1}(y)}{\sqrt{(\alpha^2-y^2)^q}} \quad (18)$$

où $R_k(y)$, et $M_k(y)$ sont des polynômes de degré k en y, on peut en déduire directement que :

$$|s_{12}(y)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2\cos^2(n\phi+q\dot{\xi})} \quad (19)$$

est une fonction de gain passe-bas rationnelle et paire en y avec le zéro de transmission approprié d'ordre $2q$ à $y = \alpha$, $\theta = \pi/2$, et $\Omega = \infty$.

De façon similaire, une autre représentation d'une fonction passe-bas avec un zéro multiple à $\Omega = \infty$ ($\beta l = \pi/2$) a la forme :

$$|s_{12}(y)|^2 = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2\cos(2n\phi+q\delta)} \quad (20)$$

où il est très facile d'écrire le terme en cosinus, comme suit :

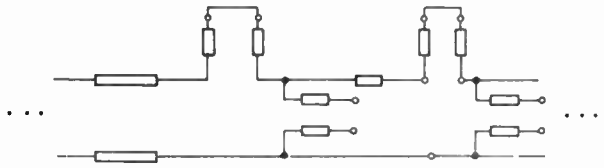
$$\cos(2n\phi+q\delta) = 2\cos^2(n\phi+q\dot{\xi}) - 1 \quad (21)$$

car $\dot{\xi} = \delta/2$. Par conséquent, $|s_{12}(y)|^2$ de l'expression

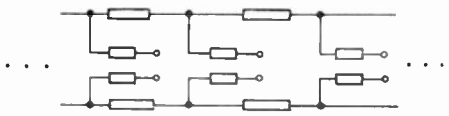
(20) peut également s'écrire :

$$|s_{12}(y)|^2 = \frac{1}{1 + \dfrac{2\varepsilon^2}{1-\varepsilon^2}\cos^2(n\phi + q\xi)}. \quad (22)$$

La figure 1 montre une réalisation typique de l'une ou l'autre expression (20) ou (22). Là, les zéros de transmission sont obtenus par des adaptateurs court-circuit en série qui présentent des circuits ouverts à $\theta = \pi/2$.



a) Réalisation avec " adaptateurs " en série et en parallèle



b) " Adaptateurs " uniquement en parallèle, par l'identité de Kuroda

FIG. 1. — Filtre passe-bas avec zéro multiple à $\beta l = \pi/2$.

Dans la figure 1, l'identité de KURODA est utilisée pour que tous les adaptateurs soient des adaptateurs circuit-ouvert *en parallèle*.

Le type caractéristique de réponse en fréquence obtenu à partir de l'expression (22) est indiqué dans la figure 2.

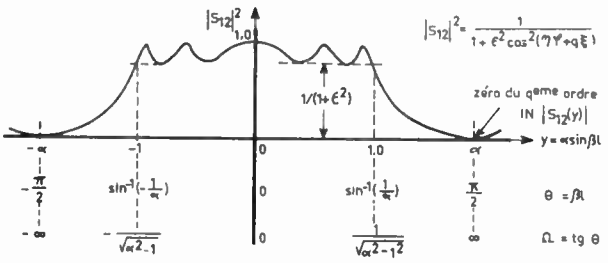


FIG. 2. — Réponse de TCHEBICHEFF d'un passe-bas avec zéro d'ordre supérieur, à $\theta = \pi/2$ ($h = 3$, $q = 2$).

Comme pour le cas du passe-bas, on peut déduire des fonctions de réponse du type Tchebicheff ou un filtre passe-bande à adaptateurs multiples ou un transformateur avec un zéro d'ordre supérieur de transmission en courant continu. Ainsi, le gain disponible dans le plan Ω se déduit facilement en développant l'expression (1), de façon à avoir :

$$|s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{\Omega^2 q(1+\Omega^2)^n}{P_{n+q}(\Omega^2)}, \quad 0 \leqslant |s_{12}|^2 \leqslant 1. \quad (23)$$

Cela est réalisé par n lignes en cascade et q adaptateurs, mais les adaptateurs doivent être reliés à la fois en série et en parallèle par rapport aux lignes.

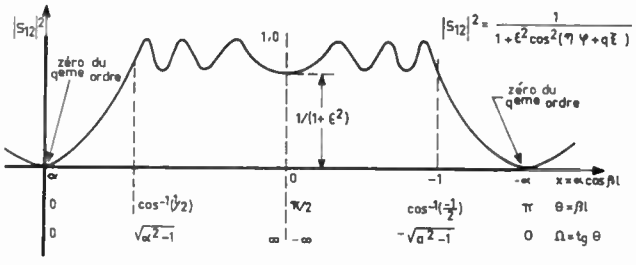


FIG. 3. — Réponse de TCHEBICHEFF d'un passe-bande avec zéro d'ordre supérieur, à $\theta = 0, \pi$; ($n = 3$, $q = 3$).

La fonction du gain de l'expression (23) a un zéro de transmission d'ordre $2q$ à $\Omega = 0$.

Soit :

$$x = \alpha \cos\theta. \quad (24)$$

On obtient alors en fonction de x, et selon l'expression (3) :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{1 + \dfrac{H_{n+q}(x^2)}{(\alpha^2 - x^2)^q}}. \quad (25)$$

Le choix approprié du polynôme H_{n+q} est obtenu à partir de l'expression :

$$\frac{H_{n+q}(x^2)}{(\alpha^2 - x^2)^q} = \varepsilon^2 \cos^2(n\phi + q\xi) \quad (26)$$

où, comme d'habitude :

$$\cos\phi = x \quad (27a)$$

$$\cos\xi = x\sqrt{\frac{\alpha^2 - 1}{\alpha^2 - x^2}}. \quad (27b)$$

Ainsi :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cos^2(n\phi + q\xi)}. \quad (28)$$

Naturellement, on peut également employer une forme similaire à l'expression (20).

On montre aisément que $|s_{12})^2$, tel que donné par l'expression (28), est rationnel, est réalisable et qu'il a le zéro de transmission du $q^{\text{ième}}$ ordre approprié à $x = \pm\alpha$, ou aux deux conditions $\theta = 0, \pi$. La figure 3 montre une courbe caractéristique. On remarque une série de graduations obtenues en fonction des différentes variables utilisées, mais la variable proportionnelle à la fréquence réelle est $\theta = \beta l = \omega l/c$, où c est la vitesse de phase de l'onde sur la ligne de transmission. La réponse en θ montre le zéro de transmission d'ordre supérieur aux *deux* points de coupure du passe-bande, car la réponse est symétrique en θ autour du point de quart d'onde.

Une structure de filtre correspondant à $n = 3$, $q = 3$, (3 lignes en cascade, 3 adaptateurs) est représentée dans la figure 4.

Dans ce cas, l'identité de KURODA ne s'applique pas et, comme il est possible de replacer les adapta-

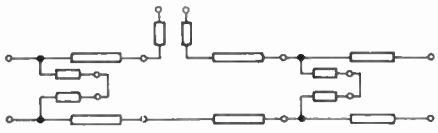


FIG. 4. — Filtre passe-bande à adaptateurs multiples.

teurs en différents points le long des lignes, on ne peut éliminer les adaptateurs en série.

En d'autres termes, un grand nombre d'adaptateurs *en court-circuit uniquement en parallèle* ne produit qu'un *simple* zéro de transmission en s_{12} à l'origine.

Pour pouvoir appliquer la fonction du filtre passe-bande, on doit déterminer α, n, q et ε à partir des spécifications du problème. La quantité α est déterminée par la condition de largeur de bande comme dans le calcul d'un filtre de lignes en cascade.

Ainsi, on trouve que la longueur de ligne commune est :

$$l = \frac{1}{2}\frac{\lambda_H \lambda_L}{\lambda_H + \lambda_L} \qquad (29a)$$

où λ_H et λ_L sont respectivement les longueurs d'ondes correspondant aux limites haute et basse fréquence de la bande.

Alors, partant de

$$\beta l = \theta = \frac{2\pi l}{\lambda}, \qquad (29b)$$

utilisons l'expression (24) avec $x = 1$ à $\lambda = \lambda_1$:

$$\alpha = \frac{1}{\cos\dfrac{2\pi l}{\lambda_L}}. \qquad (30)$$

Pour déterminer la tolérance dans la bande, se reporter à la figure 3 ; notons que :

$$10 \log (1 + \varepsilon^2) = L_p \qquad (31)$$

L_p est la perte d'insertion maximale dans la bande passante, en décibels.

Pour compter le nombre de lignes et d'adaptateurs (n et q), on utilise la perte par insertion désirée de la bande atténuée et on approxime l'expression (28) en supposant $x > 1$. Dans ce cas, on a :

$$T_n(x) \approx 2^{n-1}x^n, \qquad x > 1 \qquad (32a)$$

$$U_n(x) \approx \sqrt{1-x^2}\, 2^{n-1}x^{n-1} \qquad x > 1 \qquad (32b)$$

On peut alors approximer :

$$\cos^2 (n\phi + q\xi) \approx \frac{1}{4}(2x)^{2(n+q)}\left(\frac{\alpha^2-1}{\alpha^2-x^2}\right)^q, \quad x > 1. \qquad (33)$$

Dans tout filtre à lignes de transmission physique, il est convenu de séparer les adaptateurs par des lignes, autrement un certain nombre de ceux-ci doivent être connectés entre eux avec des séparations de lignes de zéro, ce qui est impossible.

Par conséquent, $q \leqslant n+1$. Si on prend $q = n$ dans l'expression (33) :

$$\cos^2 (n\phi + q\xi) \approx \frac{1}{4}\left[(2x)^4\frac{\alpha^2-1}{\alpha^2-x^2}\right]^n, \quad x > 1, \quad q = n. \qquad (34)$$

Il est maintenant aisé de déterminer approximativement un n entier pour une perte de bande atténuée déterminée.

On peut le vérifier postérieurement à partir de l'expression exacte, modifiée si nécessaire par l'addition ou la soustraction d'une ligne ou d'un adaptateur.

Pour illustrer ce processus, supposons que l'on considère un filtre passe-bande avec :

1) $f_L = 2\,000$ MHz, $f_H = 3\,000$ MHz.

2) Perte de passe-bande maximale 0,16 dB.

3) Réponse affaiblie de 50 dB environ à 1 000 MHz.

Alors :

$$10 \lg (1 + \varepsilon^2) = 0{,}16$$

$$\varepsilon = 0{,}2.$$

La longueur de ligne commune est (29a) :

$$l = \frac{1}{2}\frac{10 \times 15}{10+15} = 3 \text{ cm}.$$

Ainsi :

$$\alpha = \frac{1}{\cos 2\pi\dfrac{3}{15}} = \frac{1}{\cos 72^\circ} = 3{,}24\ .$$

A 1 000 MHz la valeur de x est :

$$x = \alpha \cos\theta = 3{,}24 \cos 2\pi\frac{3}{30} = 2{,}62$$

et, à cause de la symétrie de la caractéristique, cette perte a lieu également à

$$x = -2{,}62 \quad \text{ou } \theta = 144^\circ, \quad f = 4\,000 \text{ MHz}.$$

En utilisant l'expression (28), et en négligeant le terme 1 dans le dénominateur, la perte de la bande atténuée s'écrit :

$$L_s = 10 \lg \varepsilon^2 \cos^2 (n\phi + q\xi)$$

et, pour notre problème, l'expression (34) donne :

$$\varepsilon^2 \cos^2 (n\phi + q\xi) = \frac{0{,}04}{4}\left((2 \times 2{,}62)^4\frac{3{,}24^2-1}{3{,}24^2-2{,}62^2}\right)^n$$

$$= 0.01[3\,000]^n$$

et avec $n = q = 2$, on obtient :

$$10 \lg \frac{1}{|s_{12}|^2} = 10 \lg 9 \times 10^4 = 49{,}6 \text{ dB} .$$

de telle sorte que deux lignes et deux adaptateurs sont un choix raisonnable pour les spécifications données. On peut comparer les résultats de la perte de la bande atténuée, lorsqu'un seul adaptateur est utilisé, en se servant de l'expression (33) avec $q = 1$. Ainsi, pour $\varepsilon = 0{,}2$:

à 1 000 MHz et 4 000 MHz, $x = 2{,}62$:

$n = 2, q = 2$; $L_s = 49{,}6$ dB
$n = 3, q = 1$; $L_s = 42{,}0$ dB
$n = 4, q = 1$; $L_s = 52{,}0$ dB.

4. Ajustement de la charge par extraction partielle d'adaptateurs

Les filtres passe-bande et les transformateurs qui utilisent un seul adaptateur court-circuit en parallèle, en plus des lignes en cascade, sont importants du point de vue pratique. Ce type de réalisation est utile du fait qu'il ne faut pas d'adaptateur en circuit ouvert (un circuit ouvert peut être difficile à réaliser en haute fréquence), et qu'on élimine également les adaptateurs en série, qui sont généralement peu pratiques en haute fréquence.

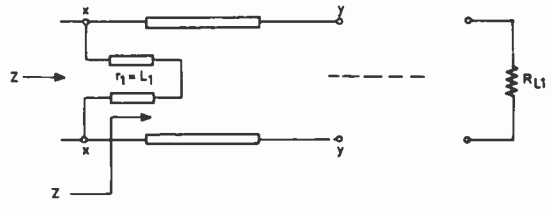
Le piston unique en court-circuit produit un simple zéro de transmission à l'origine et fournit les moyens pour obtenir un filtre passe-bande avec des caractéristiques de coupure raisonnables et une réponse en courant continu supprimée.

La principale difficulté pour réaliser le filtre ou le transformateur passe-bande à adaptateur unique, si on emploie des méthodes de synthèse conventionnelles, est que la charge ne peut pas être déterminée à l'avance. Cela est dû au zéro de transmission en courant continu.

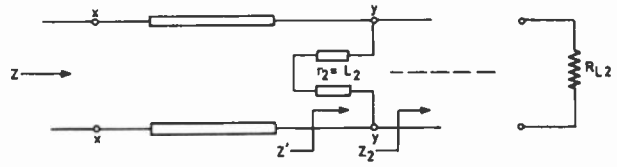
Par opposition, une configuration de passe-bas qui n'emploie que des lignes en cascade est transparente en courant continu et l'impédance d'entrée est précisément l'impédance de charge, à $\omega = 0$.

Lorsqu'il y a un piston en court-circuit, l'impédance d'entrée à $\omega = 0$ est zéro quelle que soit la charge ; donc, la condition de l'impédance en courant continu ne donne pas d'information directe. Pour traiter ce problème, examinons tout d'abord l'effet produit par la synthèse du réseau en changeant le point (le long de la chaîne en cascade) où l'adaptateur est placé. Nous montrerons que la résistance de charge de l'extrémité décroît de façon monotone au fur et à mesure que l'adaptateur est déplacé le long de la chaîne vers des points qui vont en s'éloignant de l'entrée.

Considérons la figure 5*a*, l'adaptateur y est placé au début de la section de ligne. Toutes les lignes et tous les adaptateurs ayant la même longueur l et la même constante de propagation β, un adaptateur agit comme une inductance dans le domaine λ.



a) " Adaptateur " extrait du début d'une ligne



b) " Adaptateur " extrait à la fin d'une ligne

FIG. 5. — Effet de l'emplacement de « l'adaptateur » $R_{L1} \leqslant R_L \leqslant R_{L2}$

λ, ne doit pas être confondu avec la longueur d'onde ; c'est la variable complexe qui continue $\Omega = \text{tg } \beta l$ jusque dans le domaine des fréquences complexes [1, 2].

Aux fréquences réelles, dans la variable transformée Ω, $\lambda = j\Omega$. Plus généralement, $\lambda = \Sigma + j\Omega$, correspondant à $p = \sigma + j\omega$.

L'impédance d'entrée z est donnée comme la combinaison parallèle de L_1 et z_1 :

$$z(\lambda) = \frac{L_1 \lambda z_1(\lambda)}{L_1 \lambda + z_1(\lambda)} = \frac{L_1 \lambda}{1 + \dfrac{L_1 \lambda}{z_1(\lambda)}} . \qquad (35)$$

Développons autour de $\lambda = 0$:

$$z(\lambda) = L_1 \lambda - \frac{L_1^2 \lambda^2}{z_1(0)} + \ldots = a_1 \lambda + a_2 \lambda^2 + \ldots . \qquad (36)$$

Mais l'adaptateur étant éliminé, il apparaît clairement que : $z_1(0) = R_{L1}$, de telle sorte que :

$$z_1(0) = -\frac{a_1^2}{a_2} = R_{L1} . \qquad (37)$$

Supposons maintenant qu'on procède tout d'abord à l'extraction d'une ligne avant d'enlever l'adaptateur : comme dans la figure 5*b*, une ligne est extraite, commençant au plan d'extrémité $x-x$ et l'adaptateur est placé à $y-y$.

La formule de RICHARDS [2] peut être utilisée pour obtenir l'impédance $z^{(1)}$ à l'extrémité de la ligne extraite, en termes des propriétés de z.

Ainsi :

$$z^{(1)}(\lambda) = z(1) \frac{z(\lambda) - \lambda_z(1)}{z(1) - \lambda_z(\lambda)} . \qquad (38a)$$

Comme $z(\lambda)$ est réalisable, donc positif et réel, $z^{(1)} = \sigma > 0$. Ainsi, dans le voisinage de $\lambda = 0$,

utilisant l'expression (36) dans (38*a*), il vient :

$$z^{(1)}(\lambda)\Big|_{\lambda\to 0} = \sigma\,\frac{(a_1-\sigma)\lambda+a_2\lambda^2+\dots}{\sigma-a_1\lambda^2-a_2\lambda^3} \quad . \qquad (38b)$$

Des termes d'ordre supérieur peuvent être négligés dans le dénominateur en fonction de σ. D'où :

$$z^{(1)}(\lambda)|_{\lambda\to 0} = (a_1-\sigma)\lambda+a_2\lambda^2+\dots = b_1\lambda+b_2\lambda^2+\dots \quad .$$

L'impédance $z^{(1)}(\lambda)$ est positive et réelle, donc au simple zéro, $\lambda = 0$, le coefficient doit être positif

$$b_1 = (a_1-\sigma) > 0. \qquad (39)$$

Comme plus haut, nous pouvons évaluer l'impédance de charge comme $R_{L2} = z_2(0)$ et, en appliquant la méthode de l'expression (37) et en substituant dans (36) :

$$z_2(0) = -\frac{b_1^2}{b_2} = \frac{(a_1-\sigma)^2}{a_2} = \frac{(L_1-\sigma)^2}{L_1^2}R_{L1} = R_{L2} \qquad (40a)$$

et comme $(a_1-\sigma) = (L_1-\sigma) > 0$, $(L_1-\sigma)^2 < L_1^2$ et

$$R_{L2} < R_{L1}. \qquad (40b)$$

Ainsi, la résistance de charge finale décroît de façon monotone, lorsque le plan d'extrémité pour l'extraction de l'adaptateur est choisi de plus en plus loin du générateur. Comme [voir l'expression (36)] :

$$b_1 = L_2 = (a_1-\sigma) = (L_1-\sigma)$$

l'expression (40*a*) donne également :

$$\frac{L_2^2}{L_1^2} = \frac{R_{L2}}{R_{L1}} \quad , \qquad L_2 < L_1 \quad . \qquad (41)$$

On peut résumer les résultats obtenus jusqu'à présent, en exprimant les quantités propres en fonction de l'impédance d'entrée $z(p)$. Ainsi :

$$L_1 = a_1 = z'(0) \qquad (42a)$$

$$L_2 = L_1-\sigma = z'(0)-z(1) \qquad (42b)$$

$$R_{L1} = -\frac{a_1^2}{a_2} = -\frac{2[z'(0)]^2}{z''(0)} \qquad (42c)$$

$$R_{L2} = \left[\frac{L_2}{L_1}\right]^2 R_{L1} = -2\frac{[z'(0)-z(1)]^2}{z''(0)} \quad . \qquad (42d)$$

Ainsi, les impédances caractéristiques de l'adaptateur L_1, L_2 et les valeurs de charge R_{L1}, R_{L2} peuvent être calculées à l'avance à partir de l'impédance d'entrée.

Supposons que la valeur désirée de résistance de charge d'extrémité R_{L2} se situe entre les valeurs R_{L1}, R_{L2} de l'expression (42*c*) et (42*d*), $R_{L2} < R_{L2} < R_{L1}$. Nous ne pouvons extraire qu'une portion de l'adaptateur au début, disons $\bar{L}_1$ puis extraire un adaptateur supplémentaire L_2 à la fin de la ligne et attendre la valeur de résistance R_{L2} désirée. Notons que les deux adaptateurs en parallèle ne changent pas l'ordre du simple zéro à l'origine.

Pour savoir comment prévoir $\bar{L}$ à l'avance pour une charge donnée, nous supposerons une impédance donnée $z(\lambda)$ avec L_1, L_2, R_{L1}, et R_{L2} définis selon l'expression (42).

Maintenant supposons que $\bar{L}$ soit enlevé au début. L'adaptateur qui reste L_1, qui se combine en parallèle avec $\bar{L}$ au début pour donner L_1, a une impédance caractéristique :

$$L_1 = \frac{L_1\bar{L}}{\bar{L}_1-L_1} \quad . \qquad (43)$$

L'impédance qui apparaît à L_1, est :

$$z(\lambda) = \frac{\bar{L}\lambda z(\lambda)}{L\lambda-z(\lambda)} \quad . \qquad (44)$$

Si, au lieu d'enlever L_1 au début, on diffère le moment où on enlève la réactance de cet adaptateur à l'arrière de la section de la ligne, ($\bar{L}$, réactance partielle est supposée extraite), l'adaptateur L_2 sera disponible à la fin de la section de la ligne.

D'après l'expression (42*b*) :

$$L_2 = L_1-z(1) \qquad (45a)$$

et en utilisant les expressions (43), (44) et (42*b*) :

$$L_2 = \bar{L}^2\frac{L_1-z(1)}{(\bar{L}-L_1)(\bar{L}-z(1))} = \frac{\bar{L}^2L_2}{(\bar{L}-L_1)(\bar{L}-z(1))} \quad . \qquad (45b)$$

La nouvelle résistance de charge est alors :

$$R_{L2} < R_{L2} = \left(\frac{L_2}{L_1}\right)^2 R_{L1}$$

$$R_{L2} = \left(\frac{\bar{L}}{\bar{L}-z(1)}\right)^2\left(\frac{L_2}{L_1}\right)^2 R_{L1}$$

et en utilisant l'expression (42*d*)

$$R_{L2} = \left(\frac{\bar{L}}{\bar{L}-z(1)}\right)^2 R_{L2} \quad . \qquad (46)$$

On trouve pour $\bar{L}$:

$$\bar{L} = \frac{z(1)}{1-\sqrt{\dfrac{R_{L2}}{R_{L2}}}} > 0 \quad . \qquad (47)$$

Ainsi, R_{L2} étant donné et satisfaisant à la condition :

$$R_{L2} < R_{L2} < R_{L1},$$

on peut facilement calculer l'impédance caractéristique $\bar{L}$, lorsqu'on procède à l'extraction partielle d'un adaptateur.

Prenons un exemple qui n'est pas prévu comme exemple pratique, mais qui illustre simplement le processus ; considérons l'admittance :

$$y(\lambda) = \frac{10}{\lambda} + \frac{0{,}01+\lambda}{1+0{,}01\lambda} .$$

Il apparaît clairement que l'extraction totale de l'adaptateur donne :

$$\frac{1}{L_1} = 10$$

$$\frac{1}{L_2} = \frac{\dfrac{1}{L_1}}{1-\dfrac{1}{y(1)L_1}} = \frac{10}{1-\dfrac{10}{11}} = 110$$

$$\frac{1}{R_{L1}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda}\left(10+\lambda\,\frac{0{,}01+\lambda}{1+0{,}01\lambda}\right)_{\lambda\to 0}$$

$$= \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\lambda}\left(\lambda\,\frac{0{,}01+\lambda}{1+0{,}01\lambda}\right)_{\lambda\to 0} .$$

Cette dérivée est simplement le premier terme du développement en série de la puissance, obtenu en développant à $\lambda = 0$:

$$\lambda\,\frac{0{,}01+\lambda}{1+0{,}01\ \lambda} = 0{,}01\ \lambda\ +\ (1-10^{-4})\lambda^2+\ldots$$

Par conséquent,

$$\frac{1}{R_{L1}} = 0{,}01\ ,\quad R_{L1} = 100 \qquad (48a)$$

De même :

$$R_{L2} = \left(\frac{L_2}{L_1}\right)^2 R_{L1} = \left(\frac{10}{110}\right)^2 100 = 0{,}825\ \Omega\ . \qquad (48b)$$

D'où :

$$0{,}825 < R_{L2} < 100$$

ce qui représente une gamme très entendue de valeurs possibles. Supposons qu'on désire avoir $R_{L2} = 1$.

On écrit alors, d'après l'expression (47) :

$$\bar{L} = \frac{z(1)}{1-\sqrt{\dfrac{R_{L2}}{R_{L2}}}} = \frac{1}{11\left(1-\dfrac{10}{11}\right)} = 1\ \Omega \qquad (49a)$$

ainsi, l'adaptateur placé au début a une impédance caractéristique égale à l'unité.

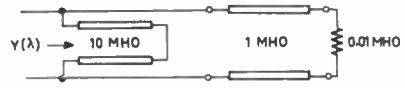
L'adaptateur à la fin de la ligne est alors (45*b*) :

$$L_2 = \frac{\bar{L}^2 L_2}{(\bar{L}-L_1)(\bar{L}-z(1))} = \frac{1}{110\left(1-\dfrac{1}{10}\right)\left(1-\dfrac{1}{11}\right)} = \frac{1}{90}\ \Omega. \qquad (49b)$$

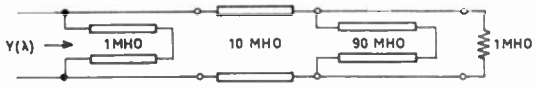
La ligne séparant les deux adaptateurs a une admittance caractéristique :

$$\hat{y}(1) = \frac{1}{z(1)} = \left(\frac{10}{\lambda}-\frac{1}{\lambda}+\frac{0{,}01+\lambda}{1+0{,}01\lambda}\right)_{\lambda=1} = 10\ \text{mho}\ .$$

La figure 6*a* représente la réalisation de la fonction d'impédance donnée avec extraction immédiate de l'adaptateur, et la figure 6*b* montre la synthèse pour une charge d'un ohm.



a) Réalisation de Y(λ) avec impédance de charge maximale.



b) Réalisation de Y(λ) par une extrémité de 1 mho.

FIG. 6. — Contrôle de la résistance de charge par le choix de l'emplacement de « l'adaptateur ».

5. Possibilités de réaliser une résistance de charge déterminée

Le paragraphe 4 nous a montré que la résistance de charge peut être réglée dans une gamme étendue en choisissant l'endroit où seraient extraits les adaptateurs court-circuit en parallèle.

Si on applique cette technique à la synthèse d'une fonction de filtres à adaptateur unique, il serait important de déterminer les limites de la résistance de charge avant que la synthèse effective ne soit réalisée, pour éviter des calculs inutiles de décomposition en produits de facteurs.

La valeur maximale de la résistance de charge a lieu lorsque l'adaptateur est au début du filtre de lignes en cascade et, la valeur minimale, lorsque l'adaptateur est en parallèle avec la charge.

Si la résistance de charge déterminée tombe dans ces limites, on peut opérer selon la synthèse des filtres et, comme chaque ligne en cascade est enlevée, on peut calculer [(42*c*) et (42*d*)] les limites de R_L avec un adaptateur au début, ou à l'arrière de la section de la ligne suivante.

A l'endroit de la ligne où la charge se situe entre les deux valeurs calculées, on utilise la méthode

d'extraction partielle de l'adaptateur décrite plus haut, pour réaliser exactement la résistance d'extrémité donnée.

Le but de ce paragraphe est de déterminer les limites d'une résistance de charge d'extrémité réalisable, à partir de la *fonction du gain d'insertion déterminé* du réseau de lignes en cascade, lorsque cette fonction a un simple zéro de transmission à l'origine dans le plan λ. On désire connaître les limites sans procéder à la synthèse détaillée.

Si on se réfère à la figure 7, l'admittance d'entrée avec un adaptateur au début du filtre, est de la forme :

$$y(\lambda) = \frac{Y_s}{\lambda} + y_1 \tag{50}$$

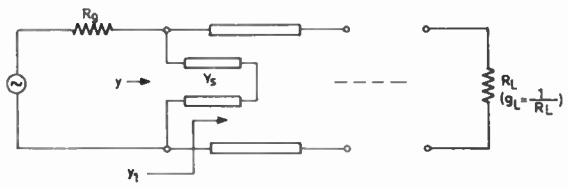


FIG. 7. — Schéma d'un système de lignes en cascade avec un seul « adaptateur ».

où Y_s est l'admittance caractéristique de l'adaptateur et où les autres quantités sont celles indiquées dans la figure 7.

Alors :

$$R_e y(0) = g_L \ . \tag{51}$$

A n'importe quelle fréquence, la conductance d'entrée $R_g R_e y(j\Omega)$, normalisée à l'impédance du générateur R_g, est liée aux coefficients de dispersion du réseau lignes en cascade-adaptateur (normalisés à R_g et R_L) par [16]) :

$$R_g R_e\, y = \frac{1-|s_{11}|^2}{|1+s_{11}|^2} = \frac{|s_{12}|^2}{|1+s_{11}|^2} \ . \tag{52}$$

La seconde relation de l'expression (52) suit parce que le réseau de lignes de transmission est sans pertes.

Maintenant, à partir de l'expression (51), on a :

$$R_g R_e y|_{\lambda \to 0} = R_g\, g_L. \tag{53}$$

D'où, avec : $s_{11} = \dfrac{1-R_g y}{1+R_g y}$,

$$|1+s_{11}|^2 = \left|1+\frac{1-R_g y}{1+R_g y}\right|^2 = \frac{4}{|1+R_s y|^2}$$

et en utilisant l'expression (50), avec $y_1(0) = g_L$, et $\lambda = j\Omega$:

$$|1+s_{11}|^2_{\lambda \to 0} = \left.\frac{4}{(1+R_g g_L)^2 + \dfrac{R_g^2 Y_s^2}{\Omega^2}}\right|_{\Omega \to 0} = \left.\frac{4\Omega^2}{R_g^2 Y_s^2}\right|_{\Omega \to 0} \tag{54}$$

Pour utiliser l'expression (52) à la détermination d'une contrainte à la résistance de charge, on doit supposer une forme pour $|s_{12}|^2$, fonction du gain disponible du système.

Utilisons la fonction du passe-bande à adaptateur unique de l'expression (6) ; en appliquant l'expression (3) :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2 \cos(2n\phi+\delta)} = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\dfrac{\varepsilon^2 f_1(x^2)}{\alpha^2-x^2}} \tag{55}$$

où $\varepsilon^2 f_1(x^2) = H_{n+1}(x^2)$ est un polynôme pair en x.

D'où, en utilisant :

$$\Omega^2 = \frac{\sin^2\theta}{\cos^2\theta} = \frac{\alpha^2(1-\cos^2\theta)}{x^2} = \frac{\alpha^2-x^2}{x^2} \tag{56}$$

où θ et x sont définis respectivement par les expressions (29*b*) et (24), nous obtenons :

$$\left.\frac{|s_{12}|^2}{|1+s_{11}|^2}\right|_{\substack{\Omega \to 0 \\ x \to \alpha}} = R_g g_L = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\dfrac{\varepsilon^2 f_1(\alpha^2)}{\alpha^2-x^2}} \cdot \left.\frac{R_g^2 Y_s^2}{4\dfrac{\alpha^2-x^2}{\alpha^2}}\right|_{x \to \alpha}$$

ou encore :

$$g_L = \frac{(1-\varepsilon^2)\alpha^2 R_g Y_s^2}{4\varepsilon^2 f_1(\alpha^2)} \tag{57a}$$

et $$f_1(\alpha^2) = (\alpha^2-x^2)\cos(2n\phi+\delta)|_{x=\alpha} \tag{57b}$$

Si la fonction du gain est de la forme de l'expression (10), alors (57*a*) devient :

$$g_L = \frac{\alpha^2 R_g Y_s^2}{4\,\varepsilon^2 f_2(\alpha^2)} \tag{57c}$$

avec $$f_2(\alpha^2) = (\alpha^2-x^2)\cos^2(n\phi+\dot{\xi})|_{x=\alpha} \tag{57d}$$

Les équations (57*a*) et (57*c*) sont essentiellement identiques ($\varepsilon^2 \ll 1$) excepté pour f_1 et f_2.

Nous avons ainsi une relation entre g_L et l'admittance caractéristique de l'adaptateur Y_s. Pour résoudre g_L en termes de paramètres connus [par exemple, ε, α, $f(\alpha^2)$ et R_g], on doit chercher une relation supplémentaire. On l'obtient, à partir de la théorie gain-largeur de bande.

Considérons un générateur R_g alimentant un quadripôle sans pertes déterminé par $R_L = 1/g_L$.

A l'entrée, une inductance L est en parallèle avec le dipôle.

Cela rejoint la figure 7 dans le plan λ avec $L = Y_s$.

Supposons que les paramètres de dispersion du quadripôle sans pertes (y compris l'adaptateur en parallèle) sont $s_{11}(\lambda)$, $s_{22}(\lambda)$, $s_{12}(\lambda) = s_{21}(\lambda)$, normalisés à R_g à l'accès 1 et à R_L à l'accès 2. A cause de la réactance de l'adaptateur en parallèle, $L\Omega = Y_s - 1\Omega$, la relation intégrale suivante doit être satisfaite [17, 18] :

$$\int_0^\infty \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{|s_{11}|^2}\, d\Omega = \frac{2\pi}{R_g Y_s} - P. \tag{58}$$

Si le quadripôle sans pertes, contient des lignes de transmission de même longueur, $s_{11}(\lambda)$ est alors une fonction rationnelle et, dans l'expression précédente, P est donné par l'équation :

$$P = \sum_K \frac{1}{\lambda_K} > 0 \tag{59}$$

où λ_k sont les zéros de la moitié droite du plan de $s_{11}(\lambda)$, et P une quantité positive réelle, étant donné que les zéros ont des parties positives et réelles et sont réels ou se produisent en paires conjuguées.

L'expression intégrale (58) peut être exprimée en termes de la fonction de gain d'insertion déterminée $|s_{12}(j\Omega)|^2$, car pour un quadripôle sans pertes :

$$1 - |s_{12}(j\Omega)|^2 = |s_{11}(j\Omega)|^2$$

Ainsi, la contrainte de (58) devient :

$$Q = \int_0^\infty \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{1 - |s_{12}(j\Omega)|^2} \, d\Omega = \frac{2\pi}{R_g Y_s} - P \tag{60}$$

et

$$Y_s = \frac{2\pi}{R_g(Q+P)} . \tag{61}$$

On peut remplacer cela dans l'expression (57*a*) ou (57*b*) pour déterminer $R_L = 1/g_L$:

$$R_L = R_g \frac{\varepsilon^2 f_1(\alpha^2)(Q+P)^2}{(1-\varepsilon^2)\alpha^2\pi^2} = CR_g(Q+P)^2 \tag{62a}$$

et

$$R_L = R_g \frac{\varepsilon^2 f_2(\alpha^2)(Q+P)^2}{\alpha^2\pi^2} \tag{62b}$$

où C, comme défini par (62*a*) ou (62*b*), n'est uniquement qu'une fonction de la caractéristique de gain.

Ainsi, l'adaptateur étant immédiatement *extrait* à l'extrémité générateur du réseau, le quotient de la charge sur la résistance du générateur est :

$$\frac{R_{L_1}}{R_g} = C(Q+P)^2$$

où R_{L1} est la charge obtenue par la synthèse du réseau en enlevant tout d'abord l'adaptateur.

Pour déterminer l'effet que produirait l'extraction de l'adaptateur en dernier, par exemple, à l'extrémité charge du réseau, on peut utiliser la même fonction de gain $|s_{12}|^2$, mais on doit faire la synthèse du réseau de lignes en cascade à partir de l'extrémité arrière et ajuster la résistance de cette dernière de telle sorte que la résistance du générateur (qui joue maintenant le rôle d'extrémité) soit R_g. Le seul effet de ceci, est qu'on échange R_L et R_g dans l'expression (63) de telle sorte que :

$$\frac{R_g}{R_{L_2}} = C(Q+P)^2 \tag{64}$$

avec R_{L2}, résistance d'extrémité lorsque l'adaptateur est enlevé à l'extrémité de la chaîne en cascade, *côté charge*, et Q et P, définis comme précédemment.

Le problème qui reste enfin lorsqu'on utilise ces relations pour obtenir les limites de R_L est de préciser la valeur de P. Ce paramètre n'est pas unique, mais dépend du choix des zéros pour $s_{11}(\lambda)$.

La fonction du gain disponible déterminé est $s_{12}(\lambda)\, s_{12}(-\lambda)$.

La fonction $s_{11}(\lambda)$ est obtenue par une décomposition en produits de facteurs

$$s_{11}(\lambda)\, s_{11}(-\lambda) = 1 - s_{12}(\lambda)\, s_{12}(-\lambda).$$

Dans cette décomposition en produits de facteurs, les pôles (zéros du dénominateur) de $s_{11}(\lambda)$ doivent être dans la moitié gauche du plan λ, mais les zéros peuvent être distribués de plusieurs façons.

Ces zéros apparaissent comme des paires symétriques autour de $j\Omega$ dans les demi-plans gauche et droit, et seront réels ou arriveront en paires complexes conjuguées. Ainsi les zéros de $s_{11}(\lambda)s_{11}(-\lambda)$ seront placés symétriquement par rapport aux deux axes Σ et $j\Omega$. Si le degré de $s_{11}(\lambda)s_{11}(-\lambda)$ est $2n$, on peut choisir n'importe quel n des zéros pour $s_{11}(\lambda)$, pourvu que :

a) ils forment des paires conjuguées,

b) si un zéro λ_k est choisi, son zéro-image par rapport à l'axe $j\Omega$ ne soit pas utilisé.

Supposons que n'importe quel ensemble de n racines soit choisi pour le numérateur de $s_{11}(\lambda)$ à partir des $2n$ racines de $s_{11}(\lambda)\, s_{11}(-\lambda)$. Appelons ce choix p_1 et la valeur de P (59), P_1. Un ensemble complémentaire de racines p_2 est déterminé en échangeant toutes les racines de la moitié gauche du plan avec celles de la moitié droite. Ceci donne à P, la valeur P_2. Supposons que $P_1 \geqslant P_2$. De plus, soit P_0 la valeur de P lorsque les n racines sont toutes choisies dans la moitié droite du plan. Il apparaît clairement que c'est là, la valeur la plus grande de P_1 et :

$$P_1 + P_2 = P_0 . \tag{65}$$

Maintenant, lorsque l'adaptateur est à l'extrémité avant de la chaîne, l'expression (63) s'applique. Soit r_{L1}, r_{L2} les deux valeurs de (R_{L1}/R_g), pour le choix complémentaire des racines p_1 et p_2.

$$\frac{R_{L_1}}{R_g} = r_{L_1} = C(Q+P_1)^2 \quad \text{(ensemble } p_1 \text{ de zéros dans } s_{11}(\lambda)) \tag{66a}$$

$$\frac{R_{L_1}}{R_g} = r_{L_2} = C(Q+P_2)^2 \quad \text{(ensemble } p_2 \text{ de zéros dans } s_{11}(\lambda)). \tag{66b}$$

Le paramètre Q ne dépend que de la fonction du gain déterminé, de telle sorte qu'il est le même dans les deux expressions (66*a*) et (66*b*).

De même, soit r_{L3}, r_{L4} correspondant aux valeurs de la résistance de charge normalisée (R_{L2}/R_g), lorsque l'adaptateur est enlevé à l'extrémité charge de la chaîne des lignes de transmission.

Si le coefficient de dispersion à l'entrée de la chaîne est $s_{11}(\lambda)$, normalisé à R_g et le coefficient de dispersion à l'extrémité arrière est $s_{22}(\lambda)$ normalisé à R_L, la condition $j\Omega = \lambda$ impose :

$$s_{22}(\lambda) = -s_{11}(-\lambda)\frac{s_{12}(\lambda)}{s_{12}(-\lambda)} . \qquad (67)$$

La fonction $s_{12}(\lambda)$, déterminée à partir de la forme (1) de la fonction du gain doit être :

$$s_{12}(\lambda) = \pm \frac{\lambda(1-\lambda^2)^{n/2}}{D_n(\lambda)} \qquad (68)$$

où $D_n(\lambda)$ est un polynôme de Hurwitz de degré n en λ.

Exprimant alors :

$$s_{11} = \pm \frac{N_{11}(\lambda)}{D_n(\lambda)} , \qquad (69)$$

on déduit, à partir de l'expression (67) :

$$s_{22}(\lambda) = \pm \frac{N_{11}(-\lambda)}{D_n(\lambda)} . \qquad (70)$$

Il n'y a pas d'ambiguïté de signe, car la présence d'un adaptateur fait obligatoirement que le coefficient de réflexion à l'entrée, en courant continu, soit celui d'un court-circuit ; par conséquent le signe dans l'expression (70) est choisi de façon à ce que :

$$s_{22}(0) = -1 . \qquad (71)$$

La conséquence de l'expression (70) est que si on choisit un ensemble de zéros pour $s_{11}(\lambda)$, l'ensemble complémentaire apparaît dans $s_{22}(\lambda)$. Par conséquent, si l'ensemble p_1 est choisi pour $s_{11}(\lambda)$, on a p_2 dans $s_{22}(\lambda)$ et lorsque l'adaptateur est à l'arrière, l'expression (64) donne :

$$r_{L_3} = \frac{1}{C(Q+P_2)^2} = \frac{1}{R_{L_2}} \quad \text{(ensemble } p_1 \text{ de zéros dans } s_{11}\text{).} \qquad (72a)$$

De même :

$$r_{L_4} = \frac{1}{C(Q+P_1)^2} = \frac{1}{R_{L_1}} \quad \text{(ensemble } p_2 \text{ de zéros dans } s_{11}\text{).} \qquad (72b)$$

Ces résultats sont résumés dans le tableau suivant :

Emplacement de l'adaptateur	Racines de $s_{11}(\lambda)$	$r_L = R_L/R_g$	Racines de $s_{22}(\lambda)$
à l'avant	p_1	$r_{L_1} = C(Q+P_1)^2$	p_2
à l'avant	p_2	$r_{L_2} = C(Q+P_2)^2$	p_2
à l'arrière	p_1	$r_{L_3} = 1/r_{L_2}$	p_2
à l'arrière	p_2	$r_{L_4} = 1/r_{L_1}$	p_1

Avec $P_1 \geqslant P_2$, le tableau indique que :

$$r_{L_1} \geqslant r_{L_2} . \qquad (73a)$$

$$r_{L_3} \geqslant r_{L_4} . \qquad (73b)$$

De plus, nous avons déjà montré que lorsque l'adaptateur est placé à l'avant, il permet d'obtenir la plus grande valeur de la résistance d'extrémité pour une fonction déterminée du coefficient de réflexion.

Par conséquent, avec le choix p_1 de zéros dans $s_{11}(\lambda)$, on doit aussi satisfaire la condition :

$$r_{L_1} \geqslant r_{L_3} \qquad (74a)$$

et avec le choix p_2 de zéros dans $s_{11}(\lambda)$

$$r_{L_2} \geqslant r_{L_4} . \qquad (74b)$$

Le maximum absolu pour r_L doit être obtenu pour la plus grande valeur de P, c'est-à-dire, lorsque tous les zéros de $s_{11}(\lambda)$ sont dans le demi-plan droit, c'est-à-dire, $P = P_0 = P_1$, $r_L = r_{L1}$. Alors $P_2 = 0$ et, en se rapportant à l'expression (74*b*), la valeur minimale de $r_L = r_{L4}$.

Ainsi,

$$r_{L\,\max} = C(Q+P_0)^2 \qquad (75a)$$

$$r_{L\,\min} = \frac{1}{C(Q+P_0)^2} = \frac{1}{r_{L\,\max}} . \qquad (75b)$$

Cependant, il est possible qu'on ne puisse obtenir toutes les valeurs de r_L dans ces limites. On doit distinguer deux cas en se référant aux conditions d'inégalité des expressions (73) et (74).

- *Cas* 1 : $r_{L2} \geqslant 1$, $P_1 \geqslant P_2$.

Pour la distribution p_1 des zéros, correspondant à r_{L1}, comme dans le tableau, $r_{L1} \geqslant r_{L2} \geqslant 1$ et par la technique de l'extraction de l'adaptateur, on peut différer l'enlèvement de l'adaptateur jusqu'à l'extrémité même de la chaîne et obtenir

$$r_{L1} \geqslant r_L \geqslant r_{L3} .$$

D'autre part, on peut placer l'ensemble complémentaire p_2 de zéros dans $s_{11}(\lambda)$ et en reportant l'extraction de l'adaptateur à la fin de la chaîne, on obtient $r_{L2} \geqslant r_L \geqslant r_{L4}$.

Comme l'indique la figure 8, on peut ainsi couvrir tout l'intervalle entre r_{L1} et r_{L4}.

Par conséquent, pour le cas 1 $r_{L2} \geqslant 1$:

$$r_{L4} \leqslant r_L \leqslant r_{L1} . \qquad (76a)$$

- *Cas* 2 : $r_{L2} \leqslant 1$.

Les inégalités obligent à suivre la distribution représentée pour le cas 2 dans la figure 8.

Ainsi, avec tout l'ensemble p_1 de zéros dans $s_{11}(\lambda)$, l'adaptateur à l'avant donne r_{L1}, et par son extraction, on ne peut couvrir que l'intervalle

$$r_{L1} \geqslant r_L \geqslant r_{L3} .$$

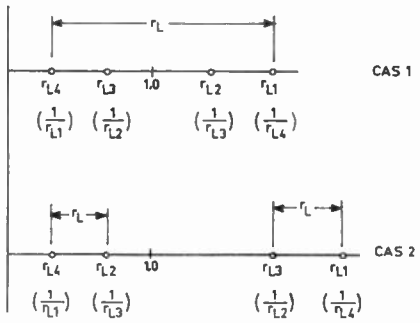


FIG. 8. — Variation de la résistance de charge d'extrémité.

Avec l'ensemble complémentaire p_2 de zéros dans $s_{11}(\lambda)$, on couvre l'intervalle $R_{L2} \geqslant R_L \geqslant R_{L4}$ et comme ces intervalles ne se recouvrent pas nécessairement, il peut y avoir des discontinuités comme on le voit dans la figure 8.

Ainsi, pour le cas 2 : $r_{L2} \leqslant 1$;

$$r_{L1} \geqslant r_L \geqslant r_{L3}, \quad r_{L2} \geqslant r_L \geqslant r_{L4}. \tag{76b}$$

Naturellement, on peut toujours modifier la distribution des zéros dans $s_{11}(\lambda)$ de façon à essayer de couvrir l'intervalle de façon continue, comme dans le cas 1, figure 8.

Il est également évident que la condition suffisante pour obtenir toutes les valeurs de

$$r_{L\text{-min}} \leqslant r_L \leqslant r_{L\text{-max}},$$

est que le cas 1 s'applique lorsque tous les zéros correspondant à p_1 sont dans le demi-plan droit, et p_2 est la distribution complémentaire sans zéro dans le demi-plan droit.

Par conséquent, une condition suffisante pour une couverture maximale est obtenue, pour le cas 1, lorsque :

$$r_{L\text{-min}} \leqslant r_L \leqslant r_{L\text{-max}} \text{ pour } CQ^2 \geqslant 1. \tag{77}$$

On peut calculer directement la quantité CQ^2, sans décomposition en produits de facteurs, à partir de la fonction du gain déterminée, bien qu'on doive parfois avoir recours à une intégration numérique pour obtenir Q. En outre, l'expression (77) est une condition suffisante qui permet d'assurer qu'on peut atteindre $r_L = 1$, c'est-à-dire, qu'un filtre passe-bande avec un simple zéro de transmission en courant continu peut être réalisé avec une charge et une résistance du générateur égales.

De façon plus générale, si l'expression (77) s'applique, c'est une condition suffisante pour assurer la réalisation d'un transformateur à large bande avec n'importe quelle extrémité résistive ayant une valeur située entre CQ^2 et $1/CQ^2$.

Pour permettre une application de l'expression (77), une approximation grossière de C et de Q peut être déduite.

Tout d'abord, notons que si nous utilisons la fonction du gain de l'expression (10) :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cos^2(n\phi+\dot{\xi})} \tag{78a}$$

ainsi que l'expression (55) :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2 \cos(2n\phi+\delta)} = \frac{1}{1+\dfrac{2\varepsilon^2}{1-\varepsilon^2}\cos^2(n\phi+\dot{\xi})}, \tag{78b}$$

ces deux équations sont toutes deux de la forme :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1}{1+\gamma^2 \cos^2(n\phi+\dot{\xi})}. \tag{79}$$

Pour estimer Q dans l'expression (60), il faut approximer l'intégrant $1/\Omega^2 \ln 1/|s_{11}|^2$. Dans la bande passante, on peut supposer que $|s_{12}|^2$ est plat et est représenté par sa valeur moyenne.

Dans cette zone, $|s_{12}|^2$ oscille entre $1/1+\gamma^2$ et $1/1-\gamma^2$. Par conséquent, la valeur moyenne de $|s_{12}|^2$ est :

$$0 \leqslant x \leqslant 1 \quad |s_{12}|^2_{\text{moy}} = \frac{1}{2}\frac{2+\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2} \quad \text{(Eq. 78a)}$$

$$0 \leqslant x \leqslant 1 \quad |s_{12}|^2_{\text{moy}} = \frac{1}{1+\varepsilon^2} \quad \text{(Eq. 78b)}$$

Avec $|s_{11}|^2 = 1-|s_{12}|^2$, on obtient :

$$0 \leqslant x \leqslant 1 \quad |s_{11}|^2_{\text{moy}} = \frac{\varepsilon^2}{2(1+\varepsilon^2)} \cong \frac{\varepsilon^2}{2} \quad \text{(Eq. 78b) (80a)}$$

$$0 \leqslant x \leqslant 1 \quad |s_{11}|^2_{\text{moy}} = \frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2} \cong \varepsilon^2 \quad \text{(Eq. 78a). (80b)}$$

Comme le bord de la bande passante est atteint pour $x = 1$, ou $\Omega = \sqrt{a^2-1}$ (voir fig. 3),

$$Q = \int_0^\infty \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{|s_{11}|^2} d\Omega = \int_0^{\sqrt{a^2-1}} \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{|s_{11}|^2} d\Omega + \int_{\sqrt{a^2-1}}^\infty \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{|s_{11}|^2} d\Omega = Q_A + Q_B \tag{81}$$

et

$$Q_B \cong \int_{\sqrt{a^2-1}}^\infty \frac{1}{\Omega^2} \ln \frac{1}{|s_{11}|^2_{\text{moy}}} d\Omega$$

ou

$$Q_B \cong \frac{1}{\sqrt{\alpha^2-1}} \ln \frac{2}{\varepsilon^2} \text{ (Eq. (80a))} \tag{82a}$$

$$Q_B \cong \frac{1}{\sqrt{\alpha^2-1}} \ln \frac{1}{\varepsilon^2} \text{ (Eq. (80b))}. \tag{82b}$$

Pour estimer Q_A, notons que $\cos^2(n\phi+\xi) > 1$ dans l'expression (79) pour $1 < x \leqslant \alpha$.

Ainsi,

$$|s_{11}|^2 = 1 - |s_{12}|^2 = \frac{\gamma^2 \cos^2(n\phi+\xi)}{1+\gamma^2\cos^2(n\phi+\xi)}$$

$$\cong 1 - \frac{1}{\gamma^2\cos^2(n\phi+\xi)} \qquad 1 < x \leqslant \alpha. \quad (82c)$$

D'où :

$$\ln\frac{1}{|s_{11}|^2} \cong \frac{1}{\gamma^2\cos^2(n\phi+\xi)} \qquad 1 < x \leqslant \alpha. \quad (83)$$

Utilisons maintenant l'approximation de l'expression (33) pour $\cos^2(n\phi+\xi)$ avec $q = 1$

$$\cos^2(n\phi+\xi) = \frac{1}{4}(2x)^{2(n+1)}\left(\frac{\alpha^2-1}{\alpha^2-x^2}\right)$$

$$= \frac{K^2\alpha^2}{\Omega^2(1+\Omega^2)^n} \quad (84)$$

où nous avons pris :

$$\Omega^2 = \frac{\alpha^2-x^2}{x^2}, \qquad x^2 = \frac{\alpha^2}{1+\Omega^2} \quad (85)$$

et

$$K^2 = 2^{2n}(\alpha^2-1). \quad (86)$$

En substituant cela dans l'expression (83), on peut approximer l'intégrant de Q_A et on obtient :

$$Q_A \cong \int_0^{\sqrt{\alpha^2-1}} \frac{1}{\Omega^2}\left(\frac{\Omega^2(1+\Omega^2)^n}{\gamma^2K^2\alpha^2}\right)d\Omega$$

$$= \frac{1}{\gamma^2K^2\alpha^2}\int_0^{\sqrt{\alpha^2-1}}(1+\Omega^2)^n\,d\Omega. \quad (87)$$

Pour la fonction du gain de l'expression (78*a*), on utilise $\gamma^2 = \varepsilon^2$; pour la fonction du gain de l'expression (78*b*), $\gamma^2 = 2\varepsilon^2$.

Finalement, on peut écrire C ($\varepsilon^2 \ll 1$) à partir des expressions (62*a*) et (62*b*), comme suit :

$$C = \frac{\varepsilon^2 f(\alpha^2)}{\alpha^2\pi^2} \quad (88)$$

avec $f = f_1$ ou f_2, selon qu'on emploie la fonction du gain de l'expression (80*a*) ou (80*b*).

Dans l'un ou l'autre cas, on peut utiliser l'approximation (33) qui s'applique lorsque $1 < x < \alpha$, et estimer $f_1(\alpha^2)$ $f_2(\alpha^2)$ à l'aide des expressions (57*b*) et (57*d*) :

$$f_1(\alpha^2) = (\alpha^2-x^2)\cos(2n\phi+\delta)\big|_{x=\alpha}$$

$$= 2(\alpha^2-x^2)\cos^2(n\phi+\xi) - (\alpha^2-x^2)\big|_{x=\alpha}$$

$$= \frac{1}{2}(2\alpha)^{2(n+1)}(\alpha^2-1). \quad (89a)$$

De même :

$$f_2(\alpha^2) = \frac{1}{2}f_1(\alpha^2). \quad (89b)$$

Enfin, un résultat important en ce qui concerne l'intervalle de variation de la résistance de charge déterminée peut être déduit des expressions (78*a*) et (78*b*) pour les fonctions de gain à ondulation du type Tchebicheff.

D'après les expressions (26) et (82*c*) notons que le polynôme du numérateur $|s_{11}|^2$, fonction de x, est de degré $2(n+1)$. Par conséquent, le degré du polynôme du numérateur de $s_{11}(\lambda)$ ne peut dépasser $n+1$. Aussi, les zéros de s_{11} apparaissent-ils lorsque l'argument de $\cos(n\phi+\xi)$ se situe dans l'intervalle $0 \leqslant (n\phi+\xi) \leqslant (n+1)\pi$, de telle sorte qu'il y ait $(n+1)$ zéros réels dans s_{11}, c'est-à-dire, que tous ces zéros sont à des fréquences réelles. De plus, lorsque $x = 0$, $\xi = \pi/2$ [(8*a*)] et si n est pair, $(n\phi+\xi)|_{x=0}$ est alors un multiple impair de $\pi/2$, de telle sorte que $\cos(n\phi+\xi)$ a un zéro à $x = 0$ lorsque n est pair, correspondant à un zéro à $\lambda = \infty$.

On peut résumer cela de la façon suivante : tous les zéros de $s_{11}(\lambda)$ apparaissent sur l'axe $j\Omega$ (fréquences réelles), et le degré du numérateur est n lorsque n est pair (pour permettre le zéro à $\lambda = \infty$), et $n+1$ quand n est impair. Ainsi, les fonctions de gain à ondulation type Tchebicheff discutées ici, se traduisent par des fonctions $s_{11}(\lambda)$, *qui n'ont pas de zéros dans le demi-plan gauche ou droit* (ils sont tous sur la limite).

Les réseaux résultant doivent alors avoir :

$$s_{11}(\lambda) = s_{22}(\lambda) \quad \text{et} \quad P_1 = P_2 = 0.$$

Il s'en suit, d'après le tableau ci-avant, que :

$$CQ^2 = r_{L1} = r_{L2}, \quad 1/CQ^2 = r_{L3} = r_{L4}.$$

De plus, l'expression (74) implique que $r_{L1} \geqslant r_{L3}$, d'où $CQ^2 \geqslant 1/CQ^2$; c'est pourquoi, $CQ^2 \geqslant 1$. Donc, *les fonctions du gain à ondulation type Tchebicheff des expressions* (78*a*) *et* (78*b*) *résultent en des charges terminales qui peuvent toujours être ajustées* entre

$$1/CQ^2 \leqslant r_L \leqslant CQ^2 \geqslant 1.$$

Un résultat primordial de cet exposé, peut cependant être résumé sous la forme du théorème suivant :

Théorème :

La fonction du gain d'un passe-bande à ondulation type Tchebicheff de l'expression (79), contenant un zéro de transmission (perte infinie) en courant continu, est toujours réalisable sous la forme d'une structure en cascade de lignes de transmission avec, au plus, deux adaptateurs en court-circuit. En utilisant cette fonction, on peut obtenir un rapport charge/résistance du générateur $r_L = R_L/R_g$, à l'endroit que l'on veut, dans les limites :

$$\frac{1}{r_{L_1}} \leqslant r_L \leqslant r_{L_1} \quad (90a)$$

où, [voir les expressions (82), (83), (88) et (89)] :

$$r_{L_1} = CQ^2 \geqslant 1. \qquad (90b)$$

Ainsi, une résistance de charge égale à la résistance du générateur est *toujours* réalisable par l'extraction appropriée d'adaptateurs, des fonctions de gain à ondulation type Tchebicheff considérées ici.

Considérons, par exemple, la synthèse d'une cascade de deux lignes avec un seul adaptateur en dérivation :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2 \cos(2n\phi+\delta)}.$$

Choisissons les paramètres suivants :

$$\varepsilon^2 = 0{,}01 \qquad n = 2 \qquad \alpha = 2.$$

Déterminons la valeur approchée de la résistance de charge $R_0 = CQ^2$ associée à un projet qui place l'adaptateur à l'extrémité avant de la chaîne.

Comme, d'après notre théorème, cette résistance de charge doit être égale ou supérieure à l'unité, on peut concevoir une structure où l'extraction appropriée de l'adaptateur réalise n'importe quelle résistance de charge terminale entre R_0 et $1/R_0$.

On peut utiliser les formules approchées pour évaluer R_0. Cela grâce à l'expression (87), puisque nous employons la fonction du gain de l'expression (78*b*), [voir (86) pour K^2],

$$Q_A = \frac{1}{2\varepsilon^2 K^2 a^4} \int_0^{\sqrt{\alpha^2-1}} (1+\Omega^2)^n \, d\Omega$$

$$= \frac{1}{2(0{,}01)(48)16} \left(\Omega + \frac{\Omega^3}{3} + \frac{\Omega^5}{5}\right)_0^{\sqrt{3}} = 0{,}54.$$

On évalue Q_B à partir de l'expression (80*b*) :

$$Q_B = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2-1}} \ln \frac{1}{\varepsilon^2} = \frac{\ln 100}{\sqrt{3}} = 2{,}66.$$

La valeur de $f_1(\alpha^2)$ est approximée par l'expression (89*a*) :

$$f_1(4) = \frac{1}{2}(4)^6(3) = 2(48)(64).$$

De même, selon l'expression (88) :

$$C = \frac{0{,}01(2)(48)(64)}{4\pi^2} = 1{,}55.$$

D'où, l'estimation de la résistance terminale :

$$R_L = C(Q_A + Q_B)^2$$

$$\cong 1{,}55(3{,}20)^2 = 15{,}9\ \Omega.$$

D'après l'expression (61), l'impédance caractéristique de l'adaptateur est approximée par :

$$Z_s = \frac{1}{Y_s} = \frac{R_g Q}{2\pi} \cong \frac{3{,}20}{2\pi} = 0{,}513.$$

Si la fonction du gain est établie selon l'expression (7), on a :

$$\cos[2(2\phi)+\delta] = \frac{1}{4-x^2}[x^6(56+32\sqrt{3}$$

$$+x^4(88+48\sqrt{3})+x^2(39+16\sqrt{3})-4].$$

[Notons que cela donne $f_1(\alpha^2) = 2(48)^2$ plutôt que la valeur approximée 2 (48) (64)].

La fonction :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1-\varepsilon^2}{1+\varepsilon^2 \cos(2n\phi+\delta)}$$

pour $\varepsilon^2 = 0{,}01$ et $n = 2$ est représentée figure 9.

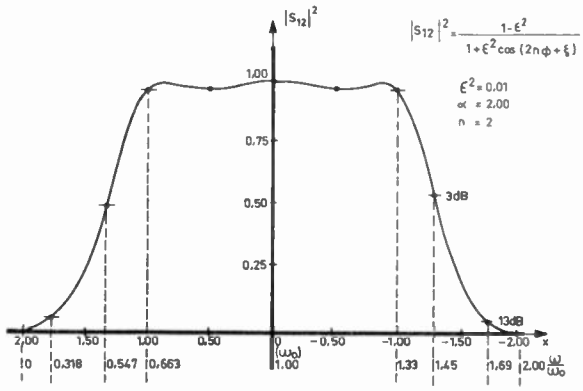


FIG. 9. — Réponse de passe-bande pour un filtre de lignes en cascade avec un seul adaptateur et deux lignes.

Le coefficient de réflexion à l'entrée sans pôles dans le demi-plan droit, s'obtient maintenant comme suit :

$$s_{11}(\lambda) = -\frac{0{,}825\,\lambda^2 + 3{,}46}{\lambda^3 + 3{,}355\,\lambda^2 + 4{,}305\,\lambda + 3{,}46}.$$

Notons que, comme prévu, les zéros de $s_{11}(\lambda)$ sont sur $j\Omega$, et le degré du numérateur est $n = 2$, puisque n est pair.

Cela ne présente pas de difficulté dans l'intégrale de l'expression (58), puisque les singularités de la limite de l'intégrant sont des logarithmes et que les contributions des petits demi-cercles qui évitent ces singularités sont nulles.

Ainsi la valeur principale de l'intégrale doit être utilisée.

On détermine maintenant l'admittance d'entrée à partir de $s_{11}(\lambda)$, comme suit :

$$Y(\lambda) = \frac{\lambda^3 + 4{,}18\,\lambda^2 + 4{,}305\,\lambda + 6{,}92}{\lambda^3 + 2{,}53\lambda_2 + 4{,}305\,\lambda}.$$

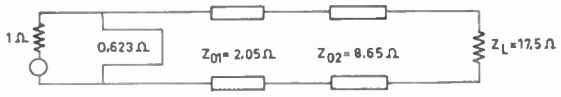
Ainsi, si on enlève immédiatement l'adaptateur :

$$Y_s = R_{es}\, Y(\lambda)|_{\lambda=0} = 1{,}605$$

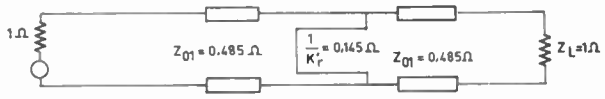
$$Z_s = \frac{1}{1{,}605} = 0{,}623$$

par comparaison avec la valeur approchée 0,513.

Si on fait maintenant la synthèse des lignes en cascade, le résultat est un rapport 1/17,5 (comme le montre la figure 10).



a) Passe-bande de rapport 17,5/1.



b) Filtre passe-bande avec terminaison de 1 Ω.

FIG. 10. — Variantes de structures de lignes de transmission passe-bande.

La résistance terminale, selon un calcul précis, est de 17,5 Ω, chiffre à comparer aux 15,9 Ω du calcul approché.

On doit noter que c'est un résultat meilleur que ce qu'on pouvait attendre normalement étant donnée la nature des approximations faites.

En tout cas, on est assuré que $R_L = 1$ est réalisable et en fait, toute résistance de charge comprise entre $(1/17{,}5) \leqslant R_L \leqslant 17{,}5$, peut être obtenue avec la fonction du gain déterminée.

Il est plutôt remarquable de constater qu'une grande variété de transformateurs d'impédance à large bande est réalisable à partir de la même fonction de gain par insertion, par exemple, dans ce cas, tous les rapports d'impédance entre 1 et 17,5 et 1 et 1/17,5 sont réalisables avec deux lignes et, au plus, deux adaptateurs, tous les transformateurs ayant les mêmes pertes par réflexion sur la bande.

Si on désire obtenir $R_L = 1$, la technique d'extraction de l'adaptateur peut être employée et le résultat apparaît dans la figure 10.

Dans ce cas, un seul adaptateur (au lieu des deux généralement employés) était nécessaire, il était placé à mi-chemin de la chaîne, comme indiqué sur la figure.

On notera que la figure 10*b* est une structure symétrique. Le type de réalisation est discuté dans le paragraphe suivant.

6. Réalisations symétriques et antisymétriques de structures de lignes en cascade et d'adaptateurs

Dans le cas des fonctions lignes-adaptateurs passe-bas de l'équation (19) Partie I, et de la fonction lignes-adaptateurs passe-bande de l'équation (28), on voit aisément que les zéros de s_{11} apparaissent tous à des fréquences réelles. Par conséquent, ces fonctions générales sont toujours réalisables de façon symétrique ou antisymétrique selon l'ordre des zéros de transmission. Cependant, la réalisation n'est pas unique comme en général dans le cas de lignes en cascade uniquement. C'est pourquoi, nous pouvons dire eégalment que la réalisation symétrique ou antisymétrique est possible. Cette synthèse qui permet d'obtenir la symétrie ou l'antisymétrie désirée n'est pas automatique ; elle nécessite une étude spéciale que nous n'aborderons pas ici. En tout cas, il est important de reconnaître les fonctions qui sont réalisables de façon symétrique ($s_{11} = s_{22}$) ou antisymétrique ($s_{11} = -s_{22}$). Le cas symétrique est particulièrement important pour les filtres, car cette réalisation assure des impédances terminales égales.

En utilisant les résultats de la Partie I, on peut résumer par le tableau suivant la réalisation antisymétrique ou symétrique des équations (19) et (28).

RÉALISATION LIGNES-ADAPTATEURS SYMÉTRIQUE OU ANTISYMÉTRIQUE

	Passe-bas	Passe-bande
Fonction	$\lvert s_{12}(y)\rvert^2$ Eq. (19)	$\lvert s_{12}(x)\rvert^2$ Eq. (28)
Emplacement du zéro de transmission	$\Omega = \infty$	$\Omega = 0$
Ordre du zéro de transmission	q	q
Nombre d'adaptateurs	q	q
Nombre de lignes	n	n
Cas symétrique ($s_{11} = s_{22}$)	$n+q$ impair	q impair
Cas antisymétrique ($s_{11} = -s_{22}$)	$n+q$ pair	q pair

Si on se reporte au tableau, il est clair que le cas d'un adaptateur permet toujours une réalisation symétrique du cas du passe-bande, mais comme on le sait, cette réalisation n'est pas unique. La figure 10 le démontre. La figure 10*a* et la figure 10*b* sont toutes deux des réalisations possibles, mais c'est la structure symétrique, figure 10*b*, qui se traduit par des extrémités résistives égales.

7. Projet d'un amplificateur à diode tunnel

Dans ce paragraphe, nous allons voir l'application des méthodes précédemment exposées à l'égalisation de la large bande d'un amplificateur à diode tunnel.

L'égalisation est pour un gain plat sur une très large bande et utilise des lignes de transmission en cascade comme structure d'égalisation.

On donne un exemple qui aboutit à une diode tunnel égalisée dont le gain est 20 ± 2 dB du courant continu à 1 000 MHz.

Cependant, il est peu probable que l'on arrive actuellement à réaliser un gain aussi élevé à cause de difficultés pratiques de stabilisation.

La figure 11 représente le circuit équivalent de la diode tunnel dans le cas d'un petit signal. Ce modèle qui est utilisable jusqu'aux hyperfréquences, est composé d'éléments à paramètres localisés. Ainsi, toute tentative pour concevoir un amplificateur à paramètres distribués rencontre une difficulté initiale ; la description du réseau d'une combinaison lignes de transmission et réactances localisées impliquerait des relations transcendantes.

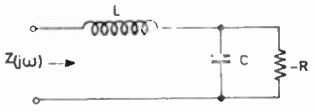


FIG. 11. — Circuit équivalent d'une diode tunnel en négligeant la résistance de dispersion de la jonction.

Pour surmonter cette difficulté, on adoptera l'approximation en paramètres distribués de la diode, exposée par L.I. SMILEN [19].

Ce modèle apparaît dans la figure 12.

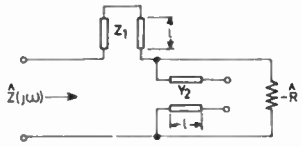


FIG. 12. — Modèle approché de la diode tunnel (en négligeant la résistance de dispersion de la jonction).

Ainsi, les réactances du plan p de la figure 11 sont approximées par les réactances du plan λ de la figure 12. Ce modèle approxime le comportement de la diode sur une bande de fréquences. A partir des figures 11 et 12 (1), on peut écrire :

$$Z(j\omega) = \frac{-R}{1+\omega^2R^2C^2} + j\omega\left(L - \frac{R^2C}{1+\omega^2R^2C^2}\right) \qquad (91a)$$

$$\hat{Z}(j\omega) = \frac{-R}{1+R^2Y_2^2\,\mathrm{tg}^2\,\frac{\pi f}{2f_0}} + j\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi f}{2f_0}\left(Z_1 - \frac{R^2Y_2}{1+R^2Y_2^2\,\mathrm{tg}^2\,\frac{\pi f}{2f_0}}\right) \qquad (91b)$$

où f_0 représente la fréquence quart d'onde.

Les conditions suivantes étant imposées :

a) partie réelle de $Z(0)$ = partie réelle de $\hat{Z}(0)$ à une fréquence donnée f_c $(0 < f_c < f_0)$,

b) partie réelle de $Z(jf_c)$
= partie réelle de $\hat{Z}(jf_c)$ (92a)

c) partie imaginaire de $Z(jf_c)$
= partie imaginaire de $\hat{Z}(jf_c)$,

(1) Les équations (91) et (92) sont prises directement dans l'article de Smilen [19].

il faut que :

$$a)\quad R = R$$
$$b)\quad Y_2 = \omega_c C \cot\frac{\pi f_c}{2f_0} \qquad (92b)$$
$$c)\quad Z_1 = \omega_c L \cot\frac{\pi f_c}{2f_0}$$

En utilisant cette approximation, nous désirons concevoir un amplificateur à diode tunnel à réflexion. Ce type de montage est représenté sur la figure 13.

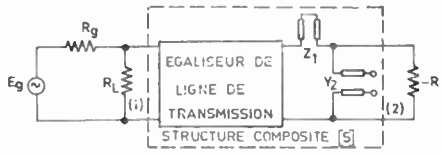


FIG. 13. — Amplificateur à diode tunnel à réflexion, avec diode approximée par un modèle de lignes de transmission.

Comme cela est montré dans le diagramme, les adaptateurs peuvent être incorporés dans l'égaliseur pour former une structure composite avec une extrémité résistive.

Ce procédé a été exposé par MM. SMILEN et YOULA [20]. En accord avec leurs calculs, la matrice [5] généralisée de dispersion sera normalisée à l'accès 1 à la combinaison parallèle de R_g et R_L et à l'accès 2 à $+R$. Puis, pour l'accès 2 terminé en $-R$ (voir figure), le gain en puissance du transducteur devient :

$$G(\omega^2) = \frac{P_L}{P_m} = \frac{1}{4}\sin^2 2\psi \left| 1 + \frac{1}{s_{11}(j\omega)} \right|^2 \qquad (93)$$

où P_L = puissance sur la charge

P_m = puissance disponible maximale du générateur

$$\sin^2\psi = \frac{R_L}{R_L+R_g}$$

(Le calcul de l'expression (93) apparaît dans la référence [20]).

La structure composite [S] de la figure 13 est de la classe traitée dans la Partie II, section 2, c'est-à-dire, une cascade de lignes de transmission d'égale longueur, sans pertes, augmentée d'une configuration d'adaptateurs produisant un zéro de transmission du second ordre à la fréquence quart d'onde.

(Les adaptateurs doivent être sans pertes et d'une longueur égale à celle des lignes).

Ainsi, on peut caractériser $|s_{12}|^2$, correspondant à la structure de la figure 13, selon l'ondulation type Tchebicheff ; pour réaliser une décroissance appréciable dans la bande atténuée, on doit prévoir un égaliseur composé de quatre lignes en cascade. Alors :

$$|s_{12}|^2 = \frac{1-b^2}{1+\varepsilon^2\cos^2(4\varphi+2\beta)}$$

$$|S_{12}|^2 = \frac{1-b^2}{1+\frac{\varepsilon^2}{2}+\frac{\varepsilon^2}{2}\cos(8\varphi+2\delta)} \qquad (94)$$

où $x = \cos\varphi = \alpha \sin\theta$.

$|s_{12}|^2$ ainsi défini, appartient au réseau où on utilise l'approximation de la diode ; on ne prévoit aucun changement important de comportement au-dessus de la bande de fréquences qui nous intéresse quand on revient aux réactances localisées. Ainsi, en spécifiant $|s_{12}|^2$ de cette façon, on approxime le gain en puissance du transducteur par une forme d'ondulation de Tchebicheff. Cela apparaît clairement, si on remarque que pour la structure réciproque sans pertes :

$$|s_{11}|^2 = 1-|s_{12}|^2 = |s_{22}|^2 \qquad (95a)$$

et dans le passe-bande (c'est-à-dire, dans la région de gain élevé), $|1/s_{11}| \gg 1$, de telle sorte que

$$G(\omega^2) \cong \frac{\sin^2 2\psi}{4}\left|\frac{1}{s_{11}}\right|^2 \qquad (95b)$$

Ayant la forme de $|s_{12}|^2$, on doit maintenant déterminer les constantes α, b^2 et ε^2.

La première de celles-ci, α, est déterminée par la largeur de bande désirée et certaines considérations pratiques.

Si, par exemple, on désire l'amplification sur une bande de fréquence allant du courant continu à 1 000 MHz, à $f = f_1 = 10^9$ Hz, $x = 1$;

Supposons en outre, qu'on ne veuille pas que les lignes de transmission qui constitueront l'égaliseur, aient une longueur inférieure à 1 pouce. Ces contraintes fixent surtout la limite supérieure de α à 2,00.

Pour $\alpha = 2{,}00$:

$$1 = 2\sin\theta_1 \text{ et } 2 = 2\sin\theta_0$$

ou

$$\theta_1 = \frac{\pi}{6} \qquad \text{et} \qquad \theta_0 = \frac{\pi}{2}$$

(où l'indice 1 représente les paramètres des bords de la bande passante et l'indice 0, les paramètres de la fréquence quart d'onde).

Par conséquent,

$$\theta_1 = \beta_1 l = \frac{2\pi f_1 l}{V} = \frac{\pi}{6}$$

$$\theta_0 = \beta_0 l = \frac{2\pi f_0 l}{V} = \frac{\pi}{2}$$

où $f_0 = 3f_1 = 3\,000$ MHz, et comme $V = 3\cdot 10^{10}$ cm/s $l = 2{,}50$ cm.

Un autre facteur influençant le choix de α, vient du modèle d'approximation qui a été utilisé pour la diode.

Ce modèle approxime le comportement de la diode sur un intervalle de fréquence.

Comme on l'indique dans la référence [19], cette approximation est améliorée lorsqu'on diminue le rapport f_c/f_0, qui, pour notre étude, deviendra f_1/f_0 (c'est-à-dire qu'on pose $f_c = f_1 = 10^9$ Hz) ; d'où, une amélioration de l'approximation en augmentant α.

C'est pourquoi, il faut arriver à un compromis pour satisfaire ces considérations.

Une valeur raisonnable, et qui sera adoptée, est :

$$\alpha = 2{,}00.$$

Les paramètres b^2 et ε^2 doivent être choisis de façon à ce que le modèle d'approximation de la diode soit applicable.

On étudie un réseau qui sera réalisé initialement dans la forme de la figure 13 ; puis, en utilisant les équations (92) dans la forme inversée, nous substituerons les réactances localisées de la diode aux adaptateurs. Si ce processus doit réussir, la valeur des « immittances » des adaptateurs qui se traduisent par la synthèse, doivent se transformer en réactances localisées ayant des valeurs compatibles avec celles qu'on rencontre pour les diodes tunnel. C'est alors essentiellement qu'on doit pouvoir déterminer des valeurs appropriées pour les immittances caractéristiques des adaptateurs. Ces valeurs doivent pouvoir être transformées en réactances localisées du type diode tunnel ; l'amplificateur qui en résulte doit, à son tour, donner un gain transducteur raisonnable.

Le zéro de transmission du second ordre à la fréquence quart d'onde, créé par la configuration de l'adaptateur, sera le moyen qui permettra de prévoir les immittances de ce dernier. On a deux restrictions [18] sur l'intégrale. Nous ferons en sorte que $s_{22}(\lambda)$ n'ait pas de zéros dans $R_e(\lambda) \geqslant 0$, de cette façon les restrictions deviennent des égalités.

Puis, à partir de la figure 12 avec $E_g = 0$ et $-R$ enlevé :

$$\int_0^\infty \ln\frac{1}{|s_{22}(j\Omega)|^2}\,d\Omega = \frac{2\pi}{RY_2}$$

et

$$\int_0^\infty \Omega^2 \ln\frac{1}{|s_{22}(j\Omega)|^2}\,d\Omega = \frac{2\pi}{3}\left(\frac{3R^2Y_2 - Z_1}{Z_1 Y_2^3 R^3}\right) \qquad (96)$$

On remarque, à partir des équations (94) et (95*a*). que les paramètres b^2 et ε^2 influencent les intégrants des équations (96) et, par conséquent, les valeurs des immittances de l'adaptateur ($b^2 > 0$ est fixé pour empêcher à la fois les oscillations de gain et les singularités logarithmiques des intégrants sur l'axe $j\Omega$).

En utilisant les relations des équations (96), on peut déterminer les immittances souhaitables de l'adaptateur, par un processus d'essais et d'erreur. On choisit tout d'abord un gain et une tolérance raisonnables (essentiellement par intuition, et en s'appuyant sur l'expérience), puis, en utilisant les équations (94) et (95*a*), en même temps que l'équation (95*b*), on évalue les constantes b^2 et ε^2.

L'équation (94) est ainsi entièrement déterminée. (Notons que, pour le gain et le modèle de diode approximés, la tolérance indiquée devrait être inférieure à celle désirée).

On peut alors évaluer numériquement les relations intégrales et déterminer les immittances correspondantes de l'adaptateur. Si les éléments localisés associés correspondent aux grandeurs trouvées pour les diodes tunnel, on peut continuer la synthèse, sinon, on doit choisir une autre combinaison tolérance-gain et recommencer le processus.

L'angle ψ dans l'équation (95*b*) peut être déterminé de façon arbitraire, *a priori*; toute altération nécessaire pour ajuster une charge ou une impédance particulière du générateur, ne changera que le niveau du gain et ne modifiera pas les relations intégrales.

Pour l'étude en question, $\psi = 45°$, la spécification souhaitable s'est avérée être un gain de 19,0 dB $\pm$ 1,0 dB sur la bande de 1 000 MHz désirée.

A partir de l'équation (95*b*), on peut écrire :

$$G_{max} = 100{,}00 = \frac{1}{4b^2}$$

et
$$G_{min} = 63{,}0957 = \frac{1}{4}\left(\frac{1+\varepsilon^2}{b^2+\varepsilon^2}\right)$$

où $b^2 = 0{,}002500$

$\varepsilon^2 = 0{,}001468$ (97)

Si on substitue ces valeurs dans l'équation (94) et qu'on applique l'équation (95*a*), on obtient :

$$|s_{22}|^2 = \frac{0{,}003234 + 0{,}000734\cos(8\varphi+2\delta)}{1{,}000734 + 0{,}000734\cos(8\varphi+2\delta)} \qquad (98a)$$

où, pour $\alpha = 2{,}00$

$$\cos(8\varphi+2\delta) = \frac{1}{(x^2-4)^2}\left[(128x^8-256x^6+160x^4-32x^2+1)(97x^4-104x^2+16) + \right.$$
$$\left. + 13{,}85641\,(7x^2-4)(128x^{10}-320x^8+272x^6-88x^4+8x^2)\right] \qquad (98b)$$

Les relations intégrales étaient alors évaluées dans le domaine x. Comme $x = \alpha \sin\theta$,

$$\Omega^2 = \operatorname{tg}^2\theta = \frac{x^2}{\alpha^2-x^2}.$$

Les équations (96) s'écrivent alors :

$$\alpha^2\int_0^{\alpha}(\alpha^2-x^2)^{-1/2}\ln\frac{1}{|s_{22}|^2}\,dx = \frac{2\pi}{RY_2}$$

et (99)

$$\alpha^2\int_0^{\alpha}x^2(\alpha^2-x^2)^{-5/2}\ln\frac{1}{|s_{22}|^2}\,dx = \frac{2\pi}{3}\left(\frac{3R^2Y_2-Z_1}{Z_1Y_2^3R^3}\right)$$

Les figures 14 et 15 représentent respectivement les courbes des intégrants.

La courbe en pointillé de la figure 14 représente le comportement de l'intégrant où le comportement de $|s_{22}|^2$ dans la bande est approximé par sa valeur moyenne c'est-à-dire $\dfrac{0{,}003234}{1{,}000734}$.

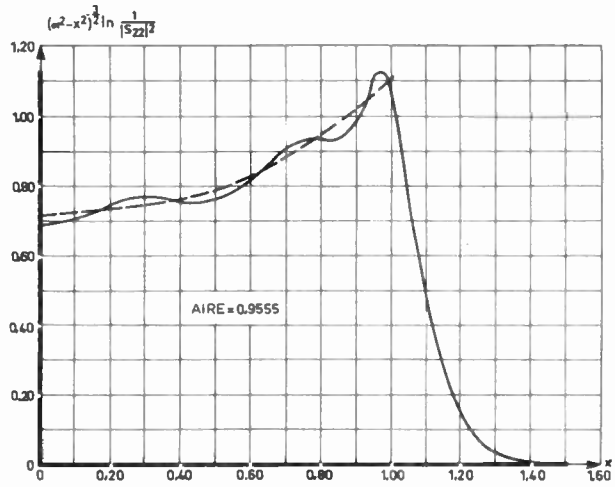


FIG. 14

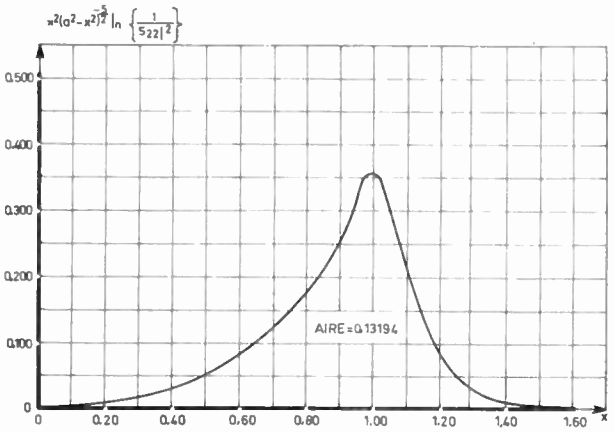


FIG. 15

Comme l'indique le graphique, cette approximation est bonne; en l'utilisant, on peut éviter un nombre considérable de calculs.

Pour $R = 30\ \Omega$, les immittances de l'adaptateur étaient évaluées de la façon suivante :

$$Y_2 = 0{,}05477$$
$$Z_1 = 69{,}8011 \qquad (100a)$$

En utilisant les équations (92*b*) (pour $f_c = 10^9$ Hz), on a déterminé les éléments localisés correspondants :

$$C = 5{,}035\ \text{pF}$$
$$L = 6{,}417\ \text{nH} \qquad (100b)$$

La résistance et la capacitance ainsi déterminées ont des ordres de grandeur caractéristiques des diodes tunnel; l'inductance, cependant, est quelque peu élevée.

Donc, il s'avérera nécessaire de rajouter des inductances en série. Cela ne constitue pas une condition trop rigoureuse car, dans des diodes tunnel ordinaires, l'inductance dépend des longueurs des fils de jonction.

Comme les réactances s'avèrent acceptables, on peut continuer la synthèse.

De l'équation (98), on déduit :

$$|s_{22}|^2 = \frac{\begin{array}{c}18{,}226206\,x^{12}-55{,}987201\,x^{10}+64{,}820134\,x^8-34{,}829271x^6+\\+8{,}545\,831x^4-0{,}802\,9056\,x^2+\;0{,}063\,488\end{array}}{\begin{array}{c}18{,}226\,206x^{12}-55{,}987\,201x^{10}+64{,}820\,134x^8-34{,}829\,271x^6+\\+9{,}543\,331x^4-8{,}782\,905\,6x^2+16{,}023\,488\end{array}} \qquad (101a)$$

Pour $\alpha = 2{,}00$, $x^2 = \dfrac{4\Omega^2}{\Omega^2+1}$. Donc :

$$|s_{22}(j\omega)|^2 = \frac{\begin{array}{c}31\,822{,}128\,457\,6\Omega^{12}-30\,298{,}949\,248\Omega^{10}+10\,695{,}970\,144\Omega^8\\-1\,712{,}986\,624\Omega^6+121{,}627\,504\Omega^4-2{,}830\,694\,4\Omega^2+0{,}063\,488\end{array}}{\begin{array}{c}31\,822{,}128\,457\,6\Omega^{12}-30\,298{,}949\,248\Omega^{10}+10\,711{,}930\,144\Omega^8\\-1\,649{,}146\,624\Omega^4+217{,}387\,504\Omega^4+61{,}009\,305\,6\Omega^2+16{,}023\,488\end{array}} \qquad (101b)$$

L'équation (101*b*) a été calculée sur ordinateur.

En choisissant des zéros de $s_{22}(\lambda)$ dans la moitié gauche du plan et en tenant compte de la nature capacitive de l'accès 2 à l'infini (c'est-à-dire

$$s_{22}(\infty) = -1),$$

l'équation devient :

$$s_{22}(\lambda) = -\frac{\lambda^6-0{,}407\,052\lambda^5-0{,}558\,913\lambda^4-0{,}157\,585\lambda^3-0{,}076\,012\lambda^2-0{,}011\,215\lambda-0{,}001\,412}{\lambda^6+1{,}614\,896\lambda^5+1{,}780\,010\lambda^4+1{,}239\,671\lambda^3+0{,}586\,027\lambda^2+0{,}167\,981\lambda+0{,}022\,439} \qquad (102)$$

En utilisant l'équation (102), on a pu faire la synthèse du réseau de la figure 16.

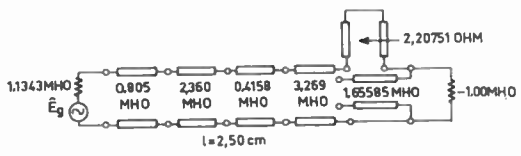


FIG. 16. — Synthèse d'un amplificateur à 4 lignes avec modèle de diode à lignes de transmission.

Si le niveau d'impédance de la figure 16 est porté à $R = 30\ \Omega$, les immittances de l'adaptateur deviendront :

$$Y_2 = \frac{1{,}65585}{30} = 0{,}055195 \text{ mho}$$

$$Z_1 = (2{,}20751)(30) = 66{,}2253 \text{ ohm}.$$

On déduit de l'équation (92*b*) :

$$C = 5{,}074 \text{ pF}$$

$$L = 6{,}088 \text{ nH}.$$

En substituant ces éléments localisés pour les adaptateurs, l'amplificateur qui en résulte devient tel qu'il apparaît dans la figure 17.

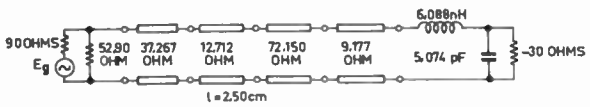


FIG. 17. — Amplificateur à réflexion, de quatre lignes, à diode tunnel.

Le gain en puissance du transducteur d'un amplificateur en fonction de la fréquence doit maintenant être déterminé.

Pour cela, on doit considérer tout d'abord le réseau de la figure 17 avec l'accès 2 terminé par une résistance $+R$ (c'est-à-dire, $+30\ \Omega$). Cet artifice a pour origine un point quelque peu subtil, mais très important.

Le calcul du gain en puissance du transducteur, $G(\omega^2)$, a pour but la normalisation des accès de R_g et $+R$, les extrémités respectives étant $\widehat{R_g}$ et $-R$; on peut se demander ce que signifie le changement effectué à l'extrémité de l'accès 2 mentionné ci-dessus.

Notons, cependant, à partir de l'équation (93), que pour déterminer $G(\omega^2)$ il faut vérifier $s_{11}(j\omega)$. Ce coefficient de dispersion est l'un des quatre qui, pour des normalisations d'accès déterminées, caractérise les deux accès composés d'une cascade de lignes de transmission couplée avec la section L réactive.

Cela signifie que, bien que le calcul de $G(\omega^2)$ dépende de normalisations d'accès et des extrémités spécifiques, le coefficient de dispersion $s_{11}(j\omega)$ lui-même ne dépend pas des extrémités.

En étudiant la figure 17, on remarque qu'un paramètre relativement facile à déterminer est le coefficient de dispersion d'entrée de l'accès 1, normalisé à R_g. Pour évaluer ce terme, il faut faire appel essentiellement aux techniques du diagramme de Smith.

Nous voulons maintenant établir une relation entre ce coefficient d'entrée et $s_{11}(j\omega)$.

Comme l'indique la référence [16], le coefficient d'entrée de l'accès 1 est égal à $s_{11}(j\omega)$, si l'accès 2 est terminé dans son adaptation (c'est-à-dire $+R$); sur quoi a_2 est égal à zéro.

Si l'accès 2 se termine en $-R$, b_2 devient égal à zéro et il n'existe pas de relation simple entre

$$s_{\text{entrée }1}(j\omega) \quad \text{et} \quad s_{11}(j\omega).$$

Ainsi, nous utilisons la terminaison $+R$ pour l'accès 2, pour pouvoir évaluer facilement $s_{11}(j\omega)$. Pour la même normalisation, ce paramètre ne change pas lorsque l'on retourne ensuite à la terminaison $-R$. Le gain du transducteur, donné par l'équation (93), s'applique pour cette dernière configuration.

La figure 18 montre la variation de $G(\omega^2)$ en fonction de la fréquence pour l'amplificateur de la figure 17. Pour des raisons de précision, cette réponse a été évaluée par un processus entièrement numérique; on n'a pas utilisé le diagramme de Smith. La comparaison avec la réponse d'un amplificateur non compensé apparaît également dans cette figure.

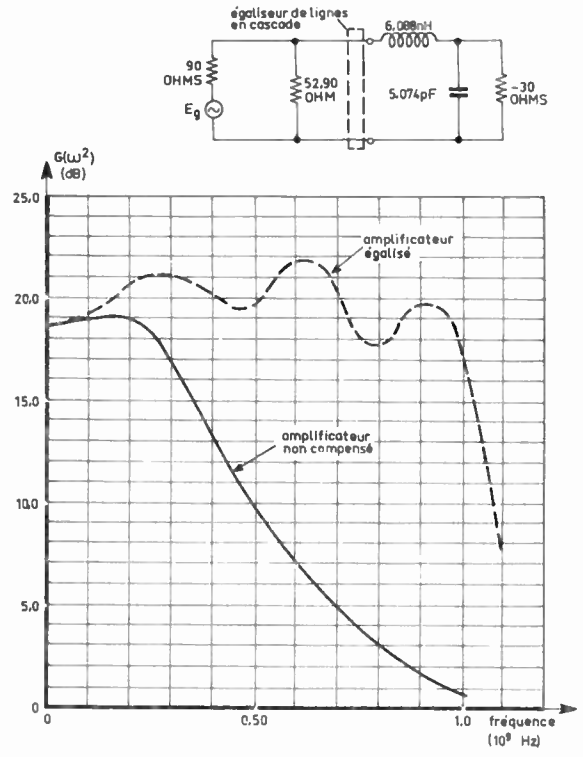


FIG. 18. — Comparaison du gain en puissance du transducteur d'une diode égalisée avec une réponse non compensée.

Au cours de ce processus de synthèse, nous avons employé deux approximations; la diode a été approximée selon le modèle de la ligne de transmission et la relation du gain a été approximée selon l'équation (95*b*). Ainsi, comme le montre la figure 18, l'expression du gain exacte, évaluée pour le réseau de la figure 17, déviait quelque peu des 19,0 ± 1,0 dB déterminés.

Si on sacrifie une certaine partie du gain en faveur d'une meilleure tolérance dans la spécification initiale, on pense pouvoir obtenir, en fin de manipulation, une réponse encore meilleure.

Dans cette étude, R a été posé arbitrairement égal à 30 Ω, car $-R = -30$ Ω est une valeur caractéristique des diodes tunnel.

Notons que, une fois que $|s_{12}|^2$ et R ont été déterminés de façon numérique, la transparence du système en courant continu détermine R_g. R_g, à son tour, détermine R_g, R_L et l'angle ψ. On peut faire varier cet angle par la suite, aux dépens du gain, pour ajuster, dans certaines limites, des valeurs particulières de R_L ou R_g. Si l'étude en cours nécessite à la fois des valeurs particulières pour R_L et R_g, R et ψ seront tous deux fixés pour une valeur donnée de $|s_{12}|^2$.

8. Egalisation d'un amplificateur paramétrique à mode dégénéré, à large bande

Supposons qu'on considère une diode à varactor, qui joue le rôle d'un condensateur, donné par l'expression :

$$C(t) = C_0 + 2C_1 \cos(\omega_0 t).$$

W.H. KU (« Abroad-Baudius Theory of Varactor Parametric Amplifiers » IEEE Trans-on CT, déc. 1961) a mis en évidence le résultat suivant :

Considérons un égaliseur sans pertes, se terminant à l'accès 2 en $R_2 = 1/(\omega_{s0} C_1)$ où ω_{s0} est le centre géométrique de la bande de fréquence du signal. La charge est en parallèle avec un condensateur C_0, puis il y a l'égaliseur sans pertes, avec une impédance de générateur R_1 à l'accès 1.

Nous supposons que nous sommes dans le cas du mode dégénéré avec $\omega_0 = 2\omega_{s0}$.

Supposons qu'il soit possible de concevoir l'égaliseur avec un passe-bande d'une approximative symétrie géométrique de telle sorte qu'avec $\omega_1 + \omega_2 = \omega_0$, la relation $\omega_1\omega_2 \cong \omega^2_{s0}$ soit maintenue.

En outre, en considérant l'égaliseur, (comprenant le condensateur C_0), on suppose que :

$$Z(j\omega_1) = Z(-j\omega_2).$$

W.H. KU a démontré alors que si la résistance R_2 est remplacée par le varactor, il en résultera un amplificateur à mode dégénéré dont la bande passante est environ celle de l'égaliseur.

Le gain $G(\omega^2)$ de l'amplificateur est lié au coefficient de réflexion $s(j\omega)$ pénétrant dans le conden-

sateur C_0 et normalisé à R_2 par l'expression :

$$|s(j\omega)|^2 = \frac{1-\sqrt{1-1/G(\omega^2)}}{1+\sqrt{1-1/G(\omega^2)}} \qquad (103)$$

En utilisant des éléments unitaires de lignes de transmission et d'adaptateurs, si le condensateur C_0 est approximé par un adaptateur en dérivation en circuit ouvert, de la longueur d'un quart d'onde, on peut réaliser l'égalisation aux hyperfréquences d'une façon semblable à celle utilisée dans le cas d'un amplificateur à diode tunnel, précédemment étudié.

Par exemple, on peut utiliser cette longueur d'un quart d'onde comme élément unitaire, et choisir alors une fonction de transmission du type passe-bas, d'une forme qui produira une réponse extrêmement plate.

$$G(\Omega^2) = |s_{12}(j\Omega)|^2 = \frac{\Omega^8 + \hat{\Omega}^4(K_2+1) + \frac{1}{4}(K_2+1)^2}{\Omega^8 + \Omega^4(K_2+1) + K_2} \qquad (104)$$

où Ω = variable du type passe-bas

$\lambda = j\Omega$

K_2 = paramètre à ajuster de façon à ce que ce système se termine en $C \geqslant C_0$.

Le choix de $G(\Omega^2)$ est dicté par la considération essentielle qui suit : $(1-1/G)$ doit être un carré parfait, de façon à ce que $|j(i\Omega)|^2$ tel qu'il est donné par l'équation 103, soit rationnel.

Cependant la fonction donnée par l'équation (104) n'est pas réalisable avec des lignes en cascade, mais plutôt avec une suite d'adaptateurs en court-circuit et en circuit ouvert.

De plus, elle a été choisie de façon à avoir un caractère de passe-bas, pour pouvoir être modifiée par une transformation passe-bas à passe-bandes, et donner une fonction avec une symétrie géométrique dans le passe-bande. Cela signifie que les conditions de ω_1 et ω_2 discutées dans le premier paragraphe de cette section seront approximativement satisfaites. (On doit garder présent à la mémoire que Ω est lié à ω par la transformation de RICHARDS).

La variable de la bande passante est :

$$\lambda = j\Omega$$

avec

$$\Omega = \frac{1-\Omega^2}{\Omega} \qquad (105)$$

Au cours de cette transformation, un adaptateur en circuit ouvert dans l'étude-type se transforme en combinaison parallèle d'un adaptateur en court-circuit et en circuit ouvert. Cette combinaison, à son tour, peut être réalisée par deux lignes en cascade terminées par un court-circuit.

De même, un adaptateur en court-circuit dans le projet du type passe-bas est réalisé dans la configuration finale du passe-bande par deux lignes en cascade, terminé par un circuit ouvert. (Le lecteur devrait se reporter à la section 2, Partie I, notamment aux figures 3 et 4).

A ce point, dans le projet de l'égaliseur on a fait la synthèse d'un réseau de passe-bande devant le varactor qui se compose d'adaptateurs connectés en série et en parallèle. Pour permettre la réalisation pratique de cette structure, des longueurs unitaires de lignes devraient être employées séparées de deux adaptateurs. On peut le faire en employant le théorème de RICHARDS.

Nous rappelons le théorème 1, dans la section 2, partie I, qui dit qu'une section de ligne unitaire peut toujours être enlevée d'un réseau passif donné en laissant le reste réalisable.

Ainsi, de telles sections peuvent être extraites entre chaque paire d'adaptateurs, et bien que ces éléments unitaires ne contribuent pas à la sélectivité de la réponse, ils permettent de construire facilement l'égaliseur de lignes de transmission avec des sections de séparation entre les adaptateurs.

Une variante de ce processus peut être utilisée, en faisant la synthèse du réseau de l'égaliseur. La fonction passe-bas de l'équation 104 peut être employée pour calculer la fonction $|s(j\Omega)|^2$ dans l'équation (103). A partir de cette fonction passe-bas, on obtient une fonction passe-bande en utilisant l'équation (105). On fait alors directement la synthèse de la fonction passe-bande en enlevant alternativement des adaptateurs, puis des éléments unitaires de lignes de transmission, comme on vient de le dire.

Il est utile de noter qu'en employant les variantes du processus de synthèse, par exemple lorsqu'on fait varier le point d'extraction de l'adaptateur dans la chaîne (section 5, partie II), l'égaliseur peut agir à la fois comme un réseau transformateur pour adapter le varactor à l'impédance de la charge.

Dans un exemple, un gain extrêmement plat de 20 dB pour une largeur de bande de 5 % (entre 3 dB) a été calculé pour un amplificateur à mode dégénéré utilisant $C_1/C_0 = 0{,}25$.

La structure était simple, utilisait trois adaptateurs et trois séparateurs de lignes et avait un rapport de transformation égal à 1,5/1.

Une structure semblable avec des valeurs d'éléments différentes pouvait donner 15 dB pour une largeur de bande de 10 % ou 7 dB pour une largeur de bande de 23 %.

On devrait faire ressortir qu'on a négligé l'effet du circuit de pompe dans la discussion qui précède. Cependant, si l'effet de charge de la pompe est significatif, on doit tenir compte des éléments parasites additionnels dans le circuit équivalent de la diode à la fréquence du signal. Dans ce cas, on peut employer une généralisation plus poussée, mais de même nature, des contraintes gain-largeur de bande (par exemple, voir (96) partie II, pour l'effet de l'inductance parasite en série).

BIBLIOGRAPHIE

[1] CARLIN H. J. — Cascade Transmission Line Synthesis, Polytechnic Institute of Brooklyn Report PIBMRI-889-61, RADC TR 61-157 (AD 263832).

[2] RICHARDS P.I. — Resistor Transmission-Line Circuits. *Proc. IRE*, Vol. 37, n° 2, February 1948, pp. 217-219.

[3] COLLIN R.B. — Theory and Design of Wide Band Multisection Quarter-Wave Transformers, *Proc. IRE*, Vol. 43, n° 2, February 1955, pp. 179-185.

[4] KASAHARA Y., OZAKI H., FUJISAWA T. — Design of Distributed Constant Filter. Osaka U. Technology Report, Vol. 4, n° 115, Osaka, Japan, 1954.

[5] OZAKI H., ISHII J. — Synthesis of Transmission Line Networks and Designs of VHF Filters, *IRE Trans. PGCT*, Vol. CT-2, n° 4, December 1955, pp. 325-336.

[6] IKENO N. — The Design Theory of Networks with Distributed Constants, Report of Research and Development, *Japan Tel. and Tel. Co.*, Vol. 4, n° 3, pp. 379-417, July 1955, Tokyo, Japan (in Japanese).

[7] IKENO N. — Design of Distributed Constant Networks. *Report of El. Comm. Lab. NTT*, Japan, Vol. 4, n° 5, May 1956, pp. 29-36.

[8] JONES E.M.T. — Synthesis of Wide Band Microwave Filters to have Prescribed Insertion Loss, 1956, *IRE Conv. Record*, Part V, pp. 19-26.

[9] RIBLETT H. — General Synthesis of Quarter-Wave Impedance Transformers. *IRE PGMTT*, Vol. MTT-5, n° 1, January 1957, pp. 36-43.

[10] YOUNG L. — Stepped Impedance Transformers and Filter Prototypes. *IRE PGMTT Trans*, September 1960, Vol. MTT-10, N° 5, pp. 339-359.

[11] WENZEL R.J. — Exact of TEM Microwave Networks Using Quarter-Wave Lines. *IRE PGMTT Trans.*, Vol. MTT-12, n° 1, January 1964, pp. 94-111.

[12] SHARPE C.B. — A General Tchebycheff Rational Function. *Proc. IRE*, Vol. 42, pp. 454-457, February 1964.

[13] HELMAN D. — Tchebycheff Approximations for Amplitude and Delay with Rationel Functions. Polytechnic Institute of Brooklyn. *Proc. of Sym. on Modern Network Synthesis*, Vol. 5, April 1955, pp. 385-402.

[14] CARLIN H.J. and KOHLER W. — Network Theory with Transmission Line Elements. Polytechnic Institute of Brooklyn Report PIBMRI-1046-62, June 25, 1962.

[15] The Functions discussed here and in reference 14 are presented from a somewhat different point of view in RIBLET H.J. — The application of a New Class of Equal-Ripple Functions to Some Familiar Transmission-Line Problems. *Trans IEEE*, MTT-12, n° 4, July 1964, pp. 415-421.

[16] CARLIN H.J. and GIORDANO A.B. — Network Theory (Book), Published by Prentice-Hall, Ch. 4, June 1964.

[17] BODE H.W. — Network Analysis and Feedback Amplifier Design (Book), D. Van Nostrand Co., 1945 (see pp. 363-367).

[18] FANO R.M. — Theoretical Limitations on Broadband Matching of Arbitrary Impedances. *J. of Franklin Inst.*, Vol. 249, Jan.-Feb. 1950, pp. 57-98, 139-154 (see Tables I, II, III, pp. 68, 69).

[19] SMILEN L.I. — A Distributed Parameter Approximation of the Tunnel Diode. Polytechnic Institute of Brooklyn, Report n° PIBMRI-983-61, December 1961.

[20] YOULA D.C. and SMILEN L.I. — Optimum Negative-Resistance Amplifiers. *Proc. Symp. on Active Networks and Feedback Systems*, April 1960, pp. 241-318, Polytechnic Institute of Brooklyn.

L'étude publiée ci-dessus a été réalisée sous la direction de l'Air Force Systems Command, Research and Technology Division, Rome Air Development Center, Griffis Air Force Base, New York sous contrat N° AF 30 (602)-3051.

LE BRUIT DANS LES RÉSEAUX LINÉAIRES

PAR

J.P. POITEVIN

Ingénieur des Télécommunications au Centre National d'Etudes des Télécommunications

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications

1. Introduction

Les problèmes de bruit et de réseaux ne peuvent prétendre au caractère de nouveauté en radioélectricité. Cependant la théorie du bruit dans les réseaux a fortement progressé ces dernières années et cette évolution a été, pour beaucoup, provoquée par les progrès réalisés dans le domaine des récepteurs hyperfréquences à faible bruit.

L'introduction systématique de la résistance négative comme élément de base de l'analyse ou de la synthèse des réseaux [1] est, en partie, liée à l'utilisation des amplificateurs à diode tunnel ou à diode paramétrique.

La définition précise du facteur de bruit [2] est conditionnée par les problèmes de fréquence image dans les mélangeurs. L'optimisation de l'impédance de source d'un quadripôle [3] présente un intérêt considérable pour la réalisation de préamplificateurs à fréquence intermédiaire après mélangeur.

Les performances exceptionnelles de sensibilité des masers et amplificateurs paramétriques refroidis ont provoqué de nombreuses études sur la nature du bruit et les limites théoriques qu'il impose [4, 5].

Enfin, le phénomène d'inversion de population dans un maser a conduit à l'introduction timide de la notion de température négative.

On voit donc se développer une nouvelle branche de la théorie des réseaux, traitant du bruit dans les réseaux [6] qui, grâce à l'extension de la notion de température [7, 8], permet de dégager les propriétés fondamentales des réseaux, du point de vue bruit.

Nous allons, en particulier, montrer que l'introduction systématique d'une température « algébrique » associée à tout élément dipôle permet de dégager des résultats d'une unité et d'une généralité tout à fait remarquables, sur le bruit dans les réseaux linéaires, qu'ils soient actifs ou passifs.

2. Signal et bruit

2.1. Les origines du bruit

La possibilité de transmettre de l'information à distance est limitée par l'apparition de signaux indésirables qui accompagnent le signal utile, véhicule de l'information.

Plus précisément, la qualité d'une liaison dépend de l'écart, en extrémité de liaison, entre l'information reçue et l'information qu'on voulait recevoir.

Or cet écart entre information reçue et information désirée dépend de l'écart entre signal effectif en un point donné de la liaison et signal qu'on aurait dû y recevoir, mais cette dépendance s'effectue par l'intermédiaire de tout ce qui sépare le point considéré de l'extrémité de cette liaison.

C'est dire encore que l'influence d'une partie de la liaison, sur la qualité de transmission, dépend non seulement de son action sur le signal utile et sur l'écart entre signal utile et signal reçu, mais également de l'exploitation ultérieure qui sera faite de ce signal.

Cet écart entre signal reçu et signal utile sera désigné par le terme très général de bruit et la définition de ce qu'on appellera bruit est, en fait, une déclaration d'intention en ce qui concerne le signal utile. Par exemple, l'émission des radio-sources constitue un bruit pour les liaisons spatiales et représente le signal utile en radioastronomie...

Le bruit reçu en un point d'une liaison peut être divisé, d'après sa dépendance par rapport au signal utile et son origine, en :

1) *Bruits liés au signal utile* (et donc liés au comportement des différents éléments de la liaison en présence de signal).

Ils peuvent être décomposés, d'après leur origine, en :

a) Bruits dans l'émetteur :

— Fluctuations parasites de la fréquence, de la puissance etc.,
— Non linéarités : distorsions, intermodulation.

b) Bruits dans le récepteur :

— Fluctuations parasites du gain.
— Non linéarités : distorsions, intermodulation.

c) Bruits dans le milieu de propagation :

— Fluctuations parasites des propriétés de transmission.

Sauf en ce qui concerne la contribution de l'atmosphère, lorsqu'on l'utilise comme milieu de transmission, l'importance de ces bruits est liée au soin apporté dans la constitution des éléments de la chaîne de transmission.

L'étude de ces bruits appartient donc à la théorie des réseaux classiques, étude du comportement d'un signal dans un réseau.

2) *Bruits indépendants du signal utile ou bruits additifs*

Ces bruits sont ceux qui existent en l'absence de signal et ce sont donc eux qui limitent, en fait, la transmission à grande distance.

Ils peuvent être décomposés, d'après leur origine, en :

a) Bruits d'origine externe (aux équipements électroniques) ou « parasites » :

— Parasites industriels.
— Parasites atmosphériques.
— Parasites cosmiques.

b) Bruits d'origine interne, qu'on peut classer en :

— Bruits dits normaux :

Bruit thermique (ou effet Johnson) et bruit de grenaille (ou effet Schottky), dont la caractéristique essentielle est d'avoir un spectre plat aux fréquences radioélectriques.

— Bruits anormaux ou de scintillation :

Fluctuation de la résistance de contact des grains des résistances agglomérées, fluctuation d'émissivité des cathodes, bruit de recombinaison dans les semiconducteurs etc. dont le spectre en fréquence est approximativement en $1/f$.

La caractéristique essentielle de la plupart de ces bruits internes est de présenter un caractère aléatoire stationnaire gaussien comme résultant de la contribution d'un très grand nombre de sources microscopiques indépendantes, et donc d'être entièrement caractérisés par leur fonction d'autocorrélation ou par leur densité spectrale de puissance moyenne (transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation).

L'étude de ces bruits internes constitue une branche particulière de la théorie des réseaux, l'étude des réseaux bruyants.

Pour les fréquences élevées, les bruits dits normaux étant les plus importants parmi les bruits internes, nous allons les considérer plus particulièrement :

Bruit thermique : Il est dû au rayonnement du corps noir. Un corps noir en équilibre thermodynamique à la température absolue T, placé à l'extrémité d'une ligne électromagnétique, rayonne de l'énergie dans cette ligne, avec une densité spectrale de puissance moyenne par mode électromagnétique en ligne, de :

$$p = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} \quad , \tag{1}$$

h étant la constante de Planck et k la constante de Boltzmann :

$h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ J × s.
$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J par degré.

$$\text{Si} \quad \frac{hf}{kT} \ll 1 \quad , \quad p \# kT \ .$$

Pour $hf/kT < 1/10$ soit $f_{GHz} < 2T$, l'erreur relative sur p en prenant $p = kT$ est inférieure à 5 %.

Les éléments idéalisés réactifs, n'absorbant aucune énergie, ne rayonnent pas de bruit thermique :

Seules les « résistances » sont sources de bruit thermique.

Bruit de grenaille : Il a son origine dans la nature granulaire de l'électricité, ce qui entraîne, chaque fois qu'il circule un courant, l'existence de fluctuations autour de la valeur moyenne, donc l'apparition d'un bruit se superposant à ce courant moyen. Ce bruit n'est, en fait, important que dans la mesure où les électrons ont un comportement individuel marqué, c'est-à-dire un grand libre parcours moyen. En effet, à courant donné, l'importance relative de ce bruit de grenaille varie en raison inverse du nombre des électrons qui franchissent une section droite donnée par unité de temps. Le bruit de grenaille est donc négligeable dans les conducteurs et résistances. Il est par contre important dans les tubes à vides et les jonctions.

La densité spectrale de la valeur quadratique moyenne des fluctuations de courant superposées à un courant moyen I, a pour valeur limite (collisions et temps de transit négligeables) :

$$j^2 = 2\,eI \ , \tag{2}$$

e étant la charge de l'électron, $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C.

2.2. Rapport signal/bruit

Bien que nous ayons remarqué que la connaissance du signal et du bruit en un point de la liaison ne

soit pas suffisante pour caractériser la qualité d'une transmission, une première approche consiste à caractériser la qualité d'une liaison, en un point quelconque de cette liaison, par le rapport densité spectrale de puissance de signal à densité spectrale de puissance de bruit à chaque fréquence ou, globalement, dans une bande de fréquence donnée, par le rapport de la puissance de signal à la puissance de bruit dans cette bande.

Bien qu'imparfait du point de vue définition de la qualité, ce rapport « signal/bruit » permet de comparer entre elles des liaisons semblables et, entre eux, des éléments semblables de ces liaisons. Par exemple, la détérioration du rapport signal/bruit entre entrée et sortie d'un quadripôle permet de comparer entre eux des quadripôles semblables. Une telle description est particulièrement satisfaisante dans le cas des bruits à caractère gaussien qui sont entièrement définis par leur densité spectrale. Dans la suite de cet exposé, nous allons aborder l'étude des réseaux bruyants *linéaires*, la linéarité étant définie au sens de la superposition des actions et réponses pour les signaux considérés. A ce titre, des éléments tels que tubes, transistors, mélangeurs, amplificateurs paramétriques etc. peuvent avoir un comportement linéaire pour les signaux considérés, même s'ils font appel, dans leur principe, à des phénomènes essentiellement non linéaires.

Dans de tels réseaux linéaires, l'addition de signaux aléatoires indépendants entraîne l'addition de leurs valeurs quadratiques moyennes, donc de leurs densités spectrales de puissance moyenne.

Nous nous limiterons à l'étude des dipôles et quadripôles bruyants, au voisinage d'une fréquence signal donnée. En particulier la qualité sera caractérisée, à chaque fréquence, par le rapport des densités spectrales de signal et de bruit, ou rapport signal/bruit en « bande étroite ». Les considérations développées peuvent être étendues au rapport signal/bruit en bande large [2] ainsi qu'au cas plus général des réseaux ouverts à n accès [6, 8].

3. Le bruit dans les dipôles

3.1. Définitions

Un dipôle générateur contenant une ou plusieurs sources d'énergie à la fréquence f est entièrement caractérisé, du point de vue de son comportement extérieur, par son impédance interne Z et sa puissance échangeable P_e, valeur stationnaire de la puissance moyenne active qu'il délivre dans une charge extérieure lorsqu'on fait varier l'impédance de cette charge.

Considérons en effet un dipôle générateur (E, Z) fermé sur une charge d'impédance Z' (fig. 1).

La puissance moyenne active absorbée par la charge est :

$$\bar{P} = \frac{|E_{\text{eff}}|^2 \mathcal{R}e(Z')}{|Z+Z'|^2},$$

E_{eff} étant la force électromotrice efficace du générateur.

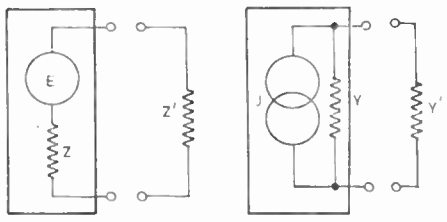


Fig. 1. — Fermeture d'un générateur sur un dipôle

Si $\bar{P} > 0$ le générateur fournit de l'énergie au récepteur, si $\bar{P} < 0$ le récepteur (qui est alors à résistance négative) fournit de l'énergie au générateur.

$$\bar{P} = \frac{|E_{\text{eff}}|^2 R'}{(R+R')^2+(X+X')^2},$$

en posant : $Z = R + jX$

$Z' = R' + jX'$.

La valeur stationnaire de $\bar{P}$ est donc :

$$P_e = \frac{|E_{\text{eff}}|^2}{4\mathcal{R}e(Z)} = \frac{|J_{\text{eff}}|^2}{4\mathcal{R}e(Y)} \qquad (3)$$

et est obtenue pour $Z' = Z^*$ (soit $Y' = Y^*$).

En particulier, les courbes représentant les variations de la puissance algébrique recueillie dans la charge en fonction de la variation de la résistance de charge R', lorsque l'accord en réactance $X' = -X$ est réalisé, sont de la forme représentée figure 2.

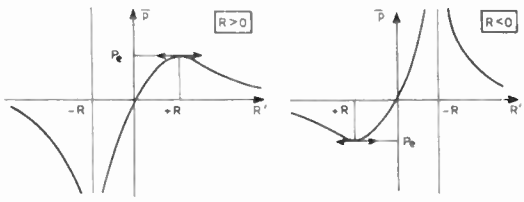


Fig. 2. — Puissance recueillie dans un dipôle de résistance variable R'.

La puissance échangeable P_e est du signe de $\mathcal{R}e(Z)$. Elle sera donc négative pour un générateur à résistance négative.

Dans le cas de la fermeture sur un dipôle d'impédance Z' quelconque, on appellera gain de désadaptation G_d le rapport de la puissance active recueillie sur le dipôle de fermeture, à la puissance échangeable de la source.

$$G_d = \frac{\bar{P}}{P_e} = \frac{4\mathcal{R}e(Z)\mathcal{R}e(Z')}{|Z+Z'|^2} = \frac{4RR'}{(R+R')^2+(X+X')^2} \qquad (4)$$

G_d { négatif si R et R' de signe différent,
positif et $\leqslant 1$ si R et R' de même signe,
$= 1$ si $X' = -X$ et $R' = R$ (adaptation de puissance).

Pour $X' = -X$ les variations de G_d en fonction de R' sont représentées figure 3.

Ces définitions généralisent les notions classiques de puissance utilisable et les étendent au cas des résistances négatives.

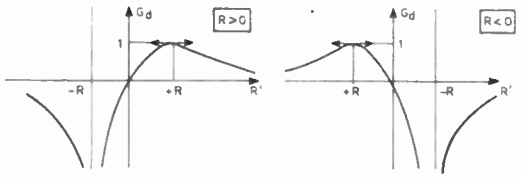


FIG. 3. — Gain de désadaptation entre générateur et fermeture

Un dipôle quelconque peut donc être caractérisé, du point de vue signal et bruit à une fréquence f, par son impédance Z, sa puissance échangeable de signal et sa densité de puissance échangeable de bruit à cette fréquence (puissance échangeable de bruit dans une bande unité centrée sur f).

Or une résistance positive classique à la température thermodynamique absolue T est un générateur de bruit de densité de puissance échangeable :

$$p = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} \quad , \quad p \# kT \text{ si } \frac{hf}{kT} \ll 1 \ . \tag{5}$$

Nous appellerons donc " température de bruit " d'un dipôle quelconque à la fréquence f, le coefficient T_b défini à partir de la densité de puissance échangeable de bruit p_b de ce dipôle à la fréquence f, par :

$$p_b = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT_b}} - 1} \quad \text{ou} \quad p_b = kT_b \quad \text{si } |p_b| \gg hf \ . \tag{6}$$

La température de bruit T_b est donc définie pour un dipôle quelconque, quelles que soient les origines, thermiques ou non, du bruit qu'il engendre, et caractérise le dipôle du point de vue puissance de bruit. Pour une résistance positive classique la température de bruit est égale à la température thermodynamique physique mais, pour un dipôle quelconque, la température de bruit est en général indépendante de toute notion de température thermodynamique et existe toujours même s'il est impossible de définir une température thermodynamique.

En particulier, T_b étant du signe de $\mathcal{R}e(Z)$, la température de bruit d'un dipôle à résistance négative est négative.

3.2. MÉLANGES DE TEMPÉRATURES

Considérons un dipôle constitué par groupement de dipôles indépendants. Chaque dipôle constituant peut être caractérisé, du point de vue bruit, par sa température de bruit. La température de bruit du dipôle obtenu résulte du « mélange » de ces températures de bruit.

En particulier, la mise en parallèle ou en série de dipôles (fig. 4) donne, les sources de bruit étant non corrélées (dipôles indépendants) et en supposant que $hf/k|T| \ll 1$ pour les dipôles composants :

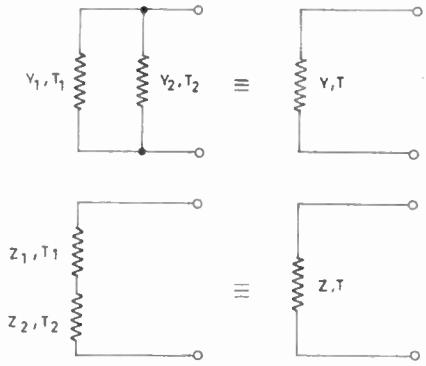


FIG. 4. — Mise en série ou en parallèle de dipôles

Mise en parallèle

$$Y = Y_1 + Y_2$$

$$GT = G_1T_1 + G_2T_2 \tag{7}$$

$$T = \frac{G_1T_1 + G_2T_2}{G_1 + G_2} \text{ avec } G = \mathcal{R}e(Y) \ .$$

Mise en série

$$Z = Z_1 + Z_2$$

$$RT = R_1T_1 + R_2T_2 \tag{8}$$

$$T = \frac{R_1T_1 + R_2T_2}{R_1 + R_2} \text{ avec } R = \mathcal{R}e(Z) \ .$$

Dans tous les cas et quels que soient les signes de T, T_1, T_2, on a :

$$\frac{1}{T_1} < \frac{1}{T} < \frac{1}{T_2} \quad \text{si} \quad \frac{1}{T_1} < \frac{1}{T_2} \ . \tag{9}$$

Le diagramme circulaire des températures, inverse du diagramme linéaire des inverses de température, montre que la température T résultant du mélange de deux températures T_1 et T_2 est toujours extérieure à « l'intervalle » T_2 O T_1 (fig. 5).

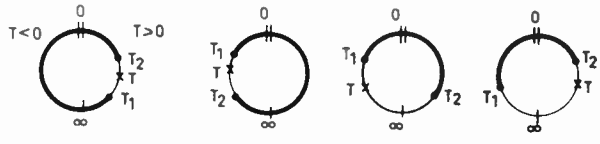


FIG. 5. — Température résultant du mélange de deux températures

On voit en particulier que si $T_2 > 0$, $T_1 < 0$ et $T > 0$, on a forcément $T > T_2$.

On peut donc en conclure que les dipôles à température négative sont plus « chauds » que les dipôles à température positive.

Afin d'illustrer ces notions, considérons le dipôle représenté figure 6, constitué à l'aide d'une pentode supposée idéale de pente s et d'un transformateur de rapport $1/n$ variable (variomètre). Nous supposerons que le bruit engendré par le tube électronique peut être représenté par sa « résistance équivalente de souffle » R_{eq}.

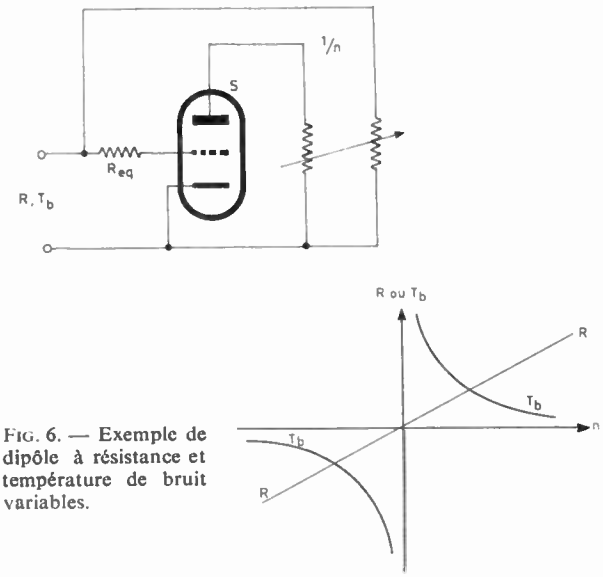


FIG. 6. — Exemple de dipôle à résistance et température de bruit variables.

On trouve :

$$R = n/s, \quad p_b = kT_0 \; s/n \; R_{eq}$$

d'où $T_b = s/n \; R_{eq}T_0 \qquad (T_0 = 290\ ^\circ\text{K})$

Les variations de R et T_b en fonction de n sont représentées figure 6.

On est donc bien conduit à associer une température négative à R négatif, température « au-delà de $T = \infty$ » avec $RT_b = R_{eq}T_0$ quel que soit le signe de R.

3.3. Rapport signal/bruit d'un dipôle générateur

Le rapport signal/bruit en bande étroite à la fréquence f, obtenu dans un dipôle quelconque Z' placé aux bornes d'un générateur est, si l'on peut négliger le bruit engendré par le dipôle de fermeture Z' en présence du dipôle générateur, égal au rapport des puissances échangeables de signal et de bruit du générateur dans cette bande étroite centrée sur f, ou rapport des densités de puissance échangeable de signal et bruit à cette fréquence.

$$\text{En effet,} \quad \frac{P_s}{P_b} = \frac{P_{es}}{P_{eb}} \qquad (10)$$

avec $P_{eb} = p_b \, \Delta f$ ou $P_{eb} = kT_b\Delta f$ si $|p_b| \gg hf$, quelle que soit l'impédance sur laquelle on mesure signal et bruit, car le gain de désadaptation entre générateur et charge est le même pour le signal et pour le bruit à la fréquence considérée.

4. Le bruit dans les quadripôles

4.1. Gain échangeable

Etant donné un quadripôle fermé à l'entrée sur un dipôle générateur de fréquence f_g, d'impédance donnée Z_g, on appelle gain en puissance échangeable G_e du quadripôle fermé à l'entrée sur l'impédance Z_g, à la fréquence f_g, le rapport de la puissance échangeable à la sortie du quadripôle à la puissance échangeable du dipôle générateur :

$$G_e = \frac{P'_e}{P_e}. \qquad (11)$$

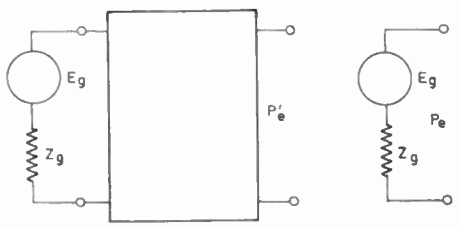


FIG. 7. — Gain en puissance échangeable d'un quadripôle

Remarque : Si le quadripôle est un changeur de fréquence, les puissances échangeables du générateur et à la sortie du quadripôle sont mesurées respectivement à la fréquence du signal d'entrée f_g et à la fréquence de sortie f_s correspondante.

4.2. Température de bruit d'entrée

Le bruit obtenu au voisinage de f_s à la sortie du quadripôle provient du générateur et des sources de bruit internes au quadripôle.

Dans le cas des quadripôles comportant des changeurs de fréquence, il peut arriver que une ou plusieurs fréquences d'entrée différentes de f_g donnent, à la sortie du quadripôle, la même fréquence f_s (fréquences images). La contribution du générateur au bruit total peut donc se faire sur plusieurs fréquences. On peut cependant, d'une manière très générale, décomposer la densité spectrale de puissance échangeable de bruit p' à la fréquence de sortie en :

1) La contribution du dipôle générateur, à la fréquence d'entrée f_g, de valeur :

$$p'_g = G_e p_g = G_e \frac{hf_g}{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1} \qquad (12)$$

$$p'_g = G_e kT_g \quad \text{si} \quad |kT_g| \gg hf_g,$$

en appelant p_g la densité spectrale de puissance de bruit du dipôle générateur à la fréquence f_g et T_g sa température de bruit associée.

2) La contribution des sources internes de bruit du quadripôle et celle des sources de bruit du dipôle générateur aux fréquences images (si elles existent).

Soit p'_i cette densité spectrale qui est donc la densité de puissance échangeable de bruit vue à la sortie, à la fréquence de sortie, lorsqu'on est fermé à l'entrée sur l'impédance du générateur ayant même température de bruit aux fréquences images et une température de bruit nulle à la fréquence f_g. (Température qui peut être nulle à toute fréquence s'il n'y a pas de fréquences images transmises).

Par analogie avec le premier terme p'_g, posons :

$$p'_i = G_e p_i = G_e \frac{hf_g}{e^{\frac{hf_g}{kT_i}} - 1} \qquad (13)$$

ou $$p'_i = G_e kT_i \text{ si } |p'_i| \gg |G_e| hf_g ,$$

ce qui revient à ramener toutes ces sources de bruit à l'entrée du quadripôle et à la fréquence f_g.

On définit ainsi le paramètre T_i appelé " température équivalente de bruit d'entrée " à la fréquence f_g du quadripôle fermé sur le générateur donné ainsi que la densité spectrale de bruit d'entrée du quadripôle, p_i, dans ces mêmes conditions.

La densité spectrale de puissance échangeable de bruit à la sortie est donc, à la fréquence f_s :

$$p' = p'_g + p'_i = G_e(p_g + p_i)$$
$$= G_e hf_g \left(\frac{1}{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1} + \frac{1}{e^{\frac{hf_g}{kT_i}} - 1} \right) . \qquad (14)$$

Tout se passe donc comme si la densité spectrale de bruit du générateur était augmentée de la densité spectrale de bruit d'entrée du quadripôle p_i.

Dans le cas très fréquent où :

$$\left| \frac{hf_g}{kT_g} \right| \ll 1 \text{ et où } |p'_i| \gg |G_e| hf_g,$$

on a :

$$p' = G_e k(T_i + T_g). \qquad (15)$$

Tout se passe alors comme si la température de bruit du générateur était augmentée de la température d'entrée du quadripôle.

La température équivalente de bruit d'entrée T_i dépend du quadripôle, de la fréquence f_g, de la valeur de l'impédance de fermeture d'entrée à la fréquence f_g et aux fréquences images et des températures de bruit de cette impédance aux fréquences images. Elle est indépendante de la valeur, à la fréquence de sortie, de l'impédance de fermeture à la sortie du quadripôle et de la température de bruit, à la fréquence d'entrée, de l'impédance de fermeture à l'entrée.

En particulier T_i est comme T_g du signe de $\mathcal{R}e(Z_g)$.

S'il n'y a pas de fréquences images transmises à travers le quadripôle (pas de changeur de fréquence ou existence de filtres images) T_i ne dépend que des paramètres du quadripôle et de l'impédance Z_g à la fréquence f_g et est indépendante de la température de l'impédance Z_g à toute fréquence.

La température équivalente de bruit T_i est définie par la relation (13) à partir de la densité spectrale de puissance échangeable de bruit à la fréquence de sortie pour la même fermeture d'entrée mais de température de bruit nulle à la fréquence f_g (cette température peut être nulle à toute fréquence s'il n'y a pas de fréquence image) (fig. 8).

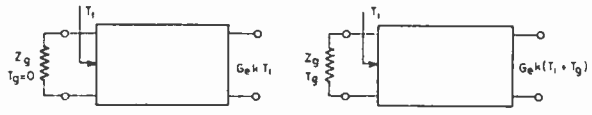


FIG. 8. — Température de bruit d'un quadripôle.

Remarquons que d'après (15) la température de bruit T_b du dipôle résultant de la fermeture à l'entrée du quadripôle sur le générateur est, lorsque $k|T_i|$ et $k|T_g| \gg hf_g$:

$$T_b = G_e(T_i + T_g). \qquad (16)$$

4.3. Facteur de bruit et température de bruit

Le cas particulier $T_g \# T_0 = 290$ °K à toute fréquence est un cas pratique très courant. La définition du facteur de bruit se réfère à cette situation de référence particulière.

Considérons, en effet, le même quadripôle dans la même situation de fermeture d'entrée que précédemment.

Son facteur de bruit est défini comme le rapport de la densité spectrale de puissance échangeable de bruit à la sortie (et donc à la fréquence de sortie) à la partie de cette densité spectrale engendrée à partir de la fréquence d'entrée f_g par le générateur d'entrée, *la température de bruit du générateur d'entrée étant de* $T_0 = 290$ °K *à toute fréquence.*

Soit alors T_i la température équivalente de bruit d'entrée du quadripôle à la même fréquence, pour la même impédance de fermeture d'entrée *de température de bruit aux fréquences images égale à* 290 °K (quelconque s'il n'y a pas de fréquences images transmises).

On a alors :

$$F = \frac{p'}{p'_g} = \frac{p'_g + p'_i}{p'_g} = 1 + \frac{p'_i}{p'_g} = 1 + \frac{p_i}{p_0}$$

en appelant p_0 la densité spectrale du corps noir à 290 °K, à la fréquence du générateur f_g.

$$F = 1 + \frac{e^{\frac{hf_g}{kT_0}} - 1}{e^{\frac{hf_g}{kT_i}} - 1} , \qquad (17)$$

ou $$F = 1 + \frac{T_i}{T_0} \qquad \text{si } kT_0 \text{ et } |kT_i| \gg hf_g .$$

4.4. Rapport signal/bruit, facteur de bruit et température de bruit

Considérons un quadripôle fermé à l'entrée sur un générateur et, à la sortie, sur une impédance de charge quelconque. Si l'on suppose que le bruit dû à la charge en présence du reste du réseau est négligeable par rapport au bruit sortant du quadripôle, le rapport signal/bruit en bande étroite à la sortie est égal au rapport des puissances échangeables, le gain de désadaptation étant le même pour le signal et le bruit :

$$\frac{P'_s}{P'_b} = \frac{P'_{es}}{P'_{eb}}.$$

Or $P'_{es} = G_e P_{es}$,

$$P'_{eb} = p'\Delta f = G_e \left(\frac{hf_g \Delta f}{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1} + \frac{hf_g \Delta f}{e^{\frac{hf_g}{kT_i}} - 1} \right)$$

et $$P_{eb} = p_g \Delta f = \frac{hf_g \Delta f}{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1} = \frac{p'_g}{G_e} \Delta f,$$

en appelant P_{es} la puissance échangeable de signal du générateur et P_{eb} la puissance échangeable de bruit du générateur à la fréquence signal f_g.

D'où $$\frac{P'_s}{P'_b} = \frac{P_{es}}{P_{eb}} \frac{p'_g}{p'}.$$

La détérioration du rapport signal/bruit à la traversée du quadripôle est donc égale à :

$$d = \frac{P_{es}/P_{eb}}{P'_{es}/P'_{eb}} = \frac{p'}{p'_g} = 1 + \frac{p_i}{p_g} = 1 + \frac{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1}{e^{\frac{hf_g}{kT_i}} - 1}, \quad (18)$$

$$d = 1 + \frac{T_i}{T_g} \qquad \text{si } |kT_i| \text{ et } |kT_g| \gg hf_g.$$

Nous voyons donc que le facteur de bruit est égal à la détérioration du rapport signal/bruit lorsque la température de bruit du générateur d'entrée est égale à $T_0 = 290$ °K à toute fréquence.

Si la température de bruit du générateur est de 290 °K aux seules fréquences images transmises et quelconque pour toute autre fréquence (quelconque à toute fréquence s'il n'y a pas de fréquence image transmise), cette détérioration du rapport signal/bruit vaut :

$$d = 1 + \frac{e^{\frac{hf_g}{kT_g}} - 1}{e^{\frac{hf_g}{kT_0}} - 1} (F-1) \# 1 + \frac{T_0}{T_g} (F-1), \quad (19)$$

T_g étant la température de bruit du générateur à la fréquence d'entrée f_g.

S'il existe des fréquences images transmises et que la température de bruit du générateur soit différente de 290 °K à ces fréquences, la détérioration du rapport signal/bruit ne peut plus être reliée au facteur de bruit du quadripôle mais seulement à sa température d'entrée par la relation (18). Il ne faut cependant pas oublier que, dans ce cas, cette température d'entrée dépend, pour un dipôle générateur et un quadripôle donnés, des températures de bruit du dipôle à ces fréquences images.

On peut résumer ces conclusions dans le tableau ci-dessous, dans le cas où $|kT_g|$ et $|kT_i| \gg hf_g$.

Température du générateur à la fréquence d'entrée	Température du générateur aux fréquences images transmises	Détérioration du rapport signal/bruit
290 °K	290 °K	$d = F = 1 + \frac{T_i^0}{T_0}$
T_g quelconque	290 °K	$d = 1 + \frac{T_0}{T_g}(F-1)$ $d = 1 + \frac{T_i^0}{T_g}$
T_g quelconque	T_{im} quelconques	$d = 1 + \frac{T_i^{im}}{T_g}$

T_i^0 = température de bruit d'entrée pour $T_{im} = 290$ °K.

T_i^{im} = température de bruit d'entrée correspondant aux valeurs données des T_{im}.

4.5. Mise en chaine de quadripoles

Considérons le quadripôle formé par la mise en chaîne de quadripôles indépendants, fermé à l'entrée sur un dipôle générateur donné, représentée figure 9.

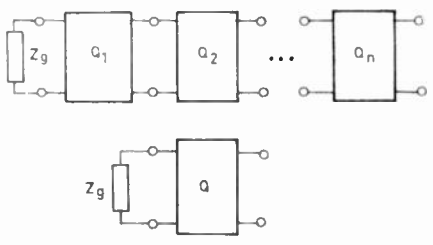


Fig. 9. — Mise en chaîne de quadripôles

Soit G_j, p_j et T_j le gain en puissance échangeable, la densité spectrale et la température équivalente de bruit d'entrée du quadripôle Q_j dans les conditions particulières de fermeture à l'entrée identiques à celles que ce quadripôle Q_j a dans la chaîne des quadripôles.

Soit G et T le gain en puissance échangeable et la température d'entrée du quadripôle Q équivalent à cette chaîne de quadripôles.

On a :

$$G = \prod_{1}^{n} G_j. \tag{20}$$

La densité spectrale de bruit recueillie à la sortie de la chaîne pour un générateur ayant une température de bruit nulle à la fréquence d'entrée, dans le cas très général où les sources de bruit des différents quadripôles sont non corrélées, a pour valeur :

$$p'_i = p'_{i1} \prod_{2}^{n} G_j + p'_{i2} \prod_{3}^{n} G_j + \ldots + p'_{in}.$$

D'où, d'après la formule de définition (13) des densités de bruit et températures d'entrée :

$$p_i = \frac{p'_i}{G} = p_1 + \frac{1}{G_1} p_2 + \ldots + \frac{1}{G_1 \ldots G_{n-1}} p_n$$

$$\frac{hf_1}{e^{\frac{hf_1}{kT}} - 1} = \frac{hf_1}{e^{\frac{hf_1}{kT_1}} - 1} + \frac{1}{G_1} \frac{hf_2}{e^{\frac{hf_2}{kT_2}} - 1} + \cdots + \frac{1}{G_1 \ldots G_{n-1}} \frac{hf_n}{e^{\frac{hf_n}{kT_n}} - 1}, \tag{21}$$

en appelant f_1, f_2 ... f_n les fréquences d'entrée des quadripôles Q_1, Q_2 ... Q_n.

Si pour tous les quadripôles composants, $|kT_j| \gg hf_j$, on trouve :

$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \ldots + \frac{T_n}{G_1 \ldots G_{n-1}}. \tag{22}$$

La notion de facteur de bruit ne peut être utilisée dans une telle expression s'il y a transmission de fréquences images à travers certains quadripôles de la chaîne. En effet, la définition du facteur de bruit suppose que la température de bruit de la fermeture d'entrée est de 290 °K aux fréquences images et il n'en sera en général pas ainsi pour de tels quadripôles dans la chaîne considérée. Même s'il n'y a pas de fréquences images transmises dans les quadripôles composant la chaîne, l'expression du facteur de bruit de la chaîne complète en fonction des facteurs de bruit des quadripôles est très complexe si on ne peut faire l'approximation $|kT| \gg hf$ pour chaque quadripôle dans le cas ou il y a des changements de fréquence dans la chaîne.

En effet la densité de puissance de bruit $\frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT_0}} - 1}$ prise pour référence dans la définition des facteurs de bruit n'est pas la même pour chaque quadripôle composant et pour la chaîne complète, les quadripôles n'ayant pas tous la même fréquence d'entrée f.

S'il n'y a pas de fréquences images transmises et si l'on peut faire l'approximation $|kT| \gg hf$ pour tous les quadripôles de la chaîne ou si les fréquences d'entrée de tous les quadripôles sont les mêmes, on a alors :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{G_1 \ldots G_{n-1}}. \tag{23}$$

4.6. Performance de bruit d'un quadripole

La température de bruit d'une chaîne de quadripôles dépend des températures de bruit des quadripôles mais aussi des gains de ces quadripôles.

La seule comparaison des températures de bruit de deux quadripôles Q_1 et Q_2 ne permet pas, en particulier, de déterminer celui des deux qui doit être placé en tête, lorsqu'on les met en chaîne, afin d'obtenir la température d'entrée la meilleure pour le quadripôle résultant.

Supposons que gains et températures d'entrée se conservent lorsqu'on intervertit l'ordre des deux quadripôles et que l'on est dans l'approximation $|kT| \gg hf$ pour ces deux quadripôles. On a alors T_g, T_1 et T_2 de même signe, G_1 et G_2 positifs quels que soient le signe de $\mathcal{R}e\,(Z_g)$ et la nature des deux quadripôles.

Or, si T_{12} et T_{21} sont les températures de bruit d'entrée des deux chaînes « Q_1Q_2 » et « Q_2Q_1 », on a :

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \quad \text{et} \quad T_{21} = T_2 + \frac{T_1}{G_2}.$$

D'après la relation (18), $d = 1 + \frac{T_i}{T_g}$, le montage le plus favorable est celui qui correspond à la plus faible valeur de $|T_i|$.

D'où, pour que le quadripôle 1 en tête entraîne la meilleure performance du point de vue bruit, il faut que :

$$|T_{12}| < |T_{21}| \quad \text{soit} \quad |T_1| + \frac{|T_2|}{G_1} < |T_2| + \frac{|T_1|}{G_2}.$$

$$\text{D'où :} \quad \left(1 - \frac{1}{G_1}\right) \frac{1}{|T_1|} > \left(1 - \frac{1}{G_2}\right) \frac{1}{|T_2|}. \tag{24}$$

Le quadripôle devant être placé en tête est celui qui a la plus grande "performance de bruit", en appelant performance de bruit d'un quadripôle la quantité algébrique :

$$\left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{1}{|T_i|}.$$

Cette démonstration étend au cas le plus général un résultat énoncé par Haus et Adler [6] dans le cas de deux amplificateurs et d'un générateur dont l'impédance est à partie réelle positive.

La performance de bruit de l'amplificateur est, dans ce cas, l'inverse de la mesure de bruit introduite par Haus et Adler.

La performance de bruit, grandeur algébrique, nous permet de comparer amplificateurs et atténuateurs sur résistance positive ou négative à l'entrée.

On voit, en particulier, qu'il est toujours plus favorable, du point de vue bruit, de mettre un amplificateur avant un atténuateur et non l'inverse.

4.7. Quadripoles ne contenant qu'une seule température interne de bruit

Considérons un quadripôle dont toutes les sources de bruit internes sont à la même température T. Ceci entraîne, en particulier, qu'il ne contient que des résistances toutes positives ou toutes négatives.

Soit G le gain en puissance échangeable de ce quadripôle lorsqu'il est fermé à l'entrée sur un dipôle donné de température T_g.

La densité de puissance échangeable de bruit provenant du dipôle générateur est, à la sortie du quadripôle :

$$p'_g = G \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT_g}} - 1}.$$

Or, si le générateur était à la température « interne » T du quadripôle, la densité totale de puissance de bruit à la sortie serait égale à :

$$p = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}.$$

La contribution des sources internes au bruit total étant indépendante de T_g, on a donc :

$$p'_i = Gp_i = p(1-G) \qquad (25)$$

et la température de bruit d'entrée du quadripôle est donnée par :

$$p_i = p\left(\frac{1}{G} - 1\right)$$

soit :
$$\frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT_i}} - 1} = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}\left(\frac{1}{G} - 1\right) \qquad (26)$$

ou $$T_i = T\left(\frac{1}{G} - 1\right) \quad \text{si } |kT| \text{ et } \left|\frac{p'_i}{G}\right| \gg hf.$$

La performance de bruit d'un tel quadripôle est donc égale à $-1/T$ si T_i est positif (dipôle d'entrée à résistance positive) ou $1/T$ si T_i est négatif (dipôle d'entrée à résistance négative).

La formule (26) montre, par ailleurs, une limite différente de la température d'entrée des amplificateurs et des atténuateurs lorsque T tend vers zéro :

Pour un atténuateur $\begin{cases} p_i \to 0 \\ T_i \to 0 \end{cases}$

Pour un amplificateur $\begin{cases} p_i \to hf\left(1 - \frac{1}{G}\right) \\ e^{\frac{hf}{kT_i}} \to \frac{2G-1}{G-1}. \end{cases}$

La limite inférieure de densité spectrale de puissance moyenne, à la fréquence f, du bruit d'entrée de tout amplificateur de gain élevé, est donc $p_i^{\lim} = hf$ et est égale à l'énergie d'un photon de même fréquence.

La limite inférieure de la température de bruit d'entrée de tout amplificateur à gain élevé est de même :

$$T_i^{\lim} = \frac{1}{L(2)} \frac{hf}{k}$$

soit $$T_i^{\lim} \# 0{,}07\, f_{\text{GHz}} \# \frac{21}{\lambda_{\text{mm}}}$$

soit 0,7 °K à 10 GHz (3 cm) et 35 000 °K pour la lumière visible.

4.7.1. *Exemples d'application*

1) Atténuateur à la température thermodynamique T(positive) sur résistance positive d'entrée. Sa température équivalente d'entrée est :

$$T_i = T(A-1) \qquad (27)$$

en appelant $A = 1/G$ l'atténuation de cette ligne d'affaiblissement.

Son facteur de bruit est :

$$F = 1 + \frac{T_i}{T_0} = 1 + \frac{T}{T_0}(A-1) \qquad (28)$$

et sa performance de bruit est négative et vaut $-1/T$.

2) Influence des pertes de la ligne d'entrée sur le facteur de bruit d'un récepteur (fig. 10).

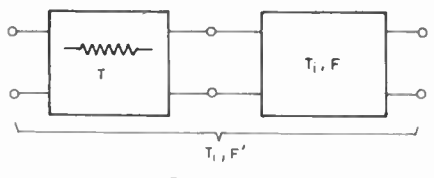


Fig. 10. — Influence des pertes d'entrée.

La température d'entrée T_i' du récepteur, y compris l'affaiblissement de la ligne d'entrée, est égale à :

$$T'_i = T(A-1) + AT_i.$$

Son facteur de bruit vaut donc :

$$F' = 1 + \frac{T_i'}{T_0} = 1 + (A-1)\frac{T}{T_0} + A\frac{T_i}{T_0}$$

$$= AF + (A-1)\left(\frac{T}{T_0} - 1\right). \qquad (30)$$

$$F' = AF \quad \text{si} \quad T = T_0 = 290\ ^\circ\text{K}. \qquad (31)$$

4.8. Quadripoles contenant plusieurs températures internes

Il résulte des propriétés des mélanges de températures et de la performance de bruit d'un quadripôle couplé à une seule température interne que :

— Si un quadripôle contient des sources de bruit à températures toutes positives (auquel cas il ne contient pas de résistances négatives et a donc un gain G, sur générateur à résistance positive, inférieur à 1) il y aura intérêt à se coupler le plus possible à l'élément à la température la plus basse pour réaliser un gain $G < 1$ donné.

— Si un quadripôle contient des sources de bruit à températures positives et négatives (auquel cas il contient des résistances négatives et peut avoir un gain G supérieur à 1 sur générateur à résistance positive), il y aura intérêt à se coupler le plus possible à l'élément à température négative de valeur absolue minimale, pour réaliser un gain $G > 1$ donné. Tout couplage avec les autres éléments à température positive ou négative ne peut qu'augmenter la température équivalente de bruit d'entrée du quadripôle.

Il en résulte en particulier que les conclusions énoncées pour la densité spectrale et la température de bruit d'entrée limites dans le cas de quadripôles ne contenant qu'une seule température interne de bruit sont, a fortiori, valables si le quadripôle contient plusieurs températures internes et sont donc valables pour tout quadripôle.

Exemple. Considérons une ligne de propagation contenant deux atténuations linéiques α_1 et α_2 de températures T_1 et T_2.

Soit $P(z)$ la puissance en un point z de cette ligne. On a :

$$\frac{dP}{dz} = -2(\alpha_1+\alpha_2)P + 2k(\alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_2)\Delta f.$$

On voit que la ligne est équivalente à une ligne d'atténuation linéique $(\alpha_1 + \alpha_2)$ de température

$$T = \frac{\alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_2}{\alpha_1 + \alpha_2}. \qquad (32)$$

Une longueur l d'une telle ligne a donc une température d'entrée :

$$T_i = T\left[\frac{1}{G} - 1\right] = \left[e^{2(\alpha_1+\alpha_2)l} - 1\right]\frac{\alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_2}{\alpha_1 + \alpha_2} \qquad (33)$$

puisque $G = e^{-2(\alpha_1+\alpha_2)l}$.

Cette expression est valable que α_1 ou α_2 soient positifs (milieux absorbants) ou négatifs (milieux amplificateurs), les expressions αT étant toujours positives.

Du point de vue bruit, si α_1 et $\alpha_2 > 0$ il y aura intérêt à ne coupler l'énergie en ligne qu'au milieu de température positive la plus basse,

Si $\alpha_1 < 0$ et $\alpha_2 > 0$ ou $\alpha_2 < 0$ avec $|T_2| > |T_1|$, il y aura intérêt à ne se coupler qu'au milieu correspondant à α_1 (si l'on veut un gain supérieur à 1).

4.9. Facteur de bruit et impédance du générateur (pas de fréquence image transmise et $k|T_i| \gg hf$)

Température équivalente de bruit d'entrée et facteur de bruit d'un quadripôle caractérisent le bruit du quadripôle pour une certaine fermeture d'entrée et sont donc fonctions de l'impédance présentée par le générateur placé à l'entrée du quadripôle.

D'un point de vue pratique, bien que le gain en puissance échangeable soit également fonction de l'impédance du générateur, il y a intérêt pour les amplificateurs à très grand gain, à rechercher l'optimum en température d'entrée en fonction de l'impédance du générateur, même au prix d'une perte de désadaptation sur le signal à l'entrée de l'amplificateur.

En effet, d'après la formule (21) ou (22) de composition des températures de bruit dans une chaîne de quadripôles, le gain élevé d'un étage masque le bruit des étages qui le suivent. On doit alors rechercher le minimum pour la température d'entrée de cet étage. Or, étant donné un quadripôle quelconque Q contenant des générateurs fonctions quelconques du temps, on peut le représenter, comme figure 11, le quadripôle $\bar{Q}$ étant formé à partir de Q en supprimant tous ses générateurs internes.

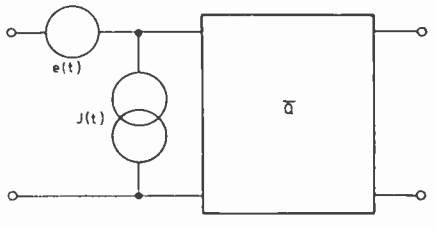


Fig. 11. — Représentation d'un quadripôle contenant des générateurs.

Un quadripôle bruyant peut donc être représenté sous cette même forme, le quadripôle $\bar{Q}$ étant identique à Q mais non bruyant et les sources de bruit étant représentées sous la forme des deux générateurs e et j à l'entrée.

Du point de vue énergétique, ces sources e et j sont caractérisées par leur valeur quadratique moyenne $\bar{e}^2$ et $\bar{j}^2$ mais également par leur corrélation, une même source interne de bruit du quadripôle Q pouvant se répercuter à la fois dans e et j.

C'est dire encore qu'on peut décomposer j en deux parties, une corrélée avec e soit j_c, et une complètement décorrélée soit j_{nc}.

En fait, la corrélation entre les sources e et j dépend, à une fréquence donnée, de deux paramètres. En effet, un générateur sinusoïdal interne au quadripôle Q pourrait se répercuter à la fois dans e et j mais avec un déphasage relatif entre e et j dû à la présence d'éléments réactifs dans le quadripôle Q.

On voit donc que, de la même façon, j_c doit être décomposé en deux parties, j'_c en « phase » et j''_c en « quadrature de phase » avec e.

La température de bruit d'entrée T_i du quadripôle Q, fermé à son entrée sur un générateur d'admittance $Y = G+jB$ à la fréquence considérée, est égale à la température d'entrée du quadripôle de bruit qui précède Q dans les mêmes conditions de fermeture d'entrée (fig. 12).

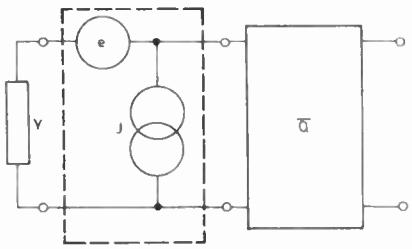


FIG. 12. — Décomposition d'un quadripôle en "quadripôle de bruit" et "quadripôle non bruyant".

En effet puisque $T_i = T_1 + \dfrac{T_2}{G_1}$ pour une chaîne de quadripôles et que $T_2 = 0$ (quadripôle Q non bruyant), on a : $T_i = T_1$.

De plus, le gain en puissance échangeable de ce quadripôle de bruit est égal à 1.

D'où : $$T_1 = \frac{p'_i}{k},$$

en appelant p_i' la densité spectrale de puissance échangeable de bruit à la sortie du quadripôle de bruit, pour un générateur non bruyant à l'entrée, et en supposant que $p_i' \gg hf$.

Pour calculer p_i' remplaçons la force électromotrice e par un injecteur j_1 en parallèle sur l'admittance d'entrée (fig. 13).

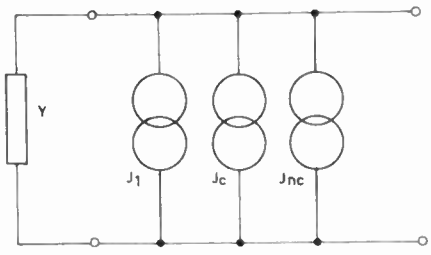


FIG. 13. — Mise en parallèle des sources de bruit du quadripôle en présence du générateur.

Prenant la « phase de e » et son amplitude comme références, les sources de bruit peuvent être décomposées en :

1) Sources corrélées : j_1 décomposable en j'_1 d'amplitude relative G, en phase, et j''_1 d'amplitude relative B, en quadrature de phase.

j_c décomposable en j'_c en phase et j''_c en quadrature de phase. Soit G_γ et B_γ les amplitudes relatives par rapport à e de ces sources. $Y_\gamma = G_\gamma + jB_\gamma$ est appelé admittance de corrélation entre les sources de bruit e et j à la fréquence considérée.

2) Source non corrélée : j_{nc}

D'où : $$p'_i = \frac{\bar{e}^2\{(G+G_\gamma)^2 + (B+B_\gamma)^2\} + j_{nc}^2}{4G}. \qquad (34)$$

Posons :

$$\bar{e}^2 = 4kT_0R_n \quad \text{et} \quad j_{nc}^2 = 4kT_0G_b. \qquad (35)$$

D'où : $$T_i = T_1 = T_0\left\{\frac{R_n}{G}|Y+Y_\gamma|^2 + \frac{G_b}{G}\right\}. \qquad (36)$$

La valeur minimale de T_i est obtenue pour une admittance de générateur d'entrée $Y = Y_0 = G_0 + jB_0$ avec :

$$\begin{cases} B_0 = -B_\gamma \\ G_0 = \left(G_\gamma^2 + \dfrac{G_b}{R_n}\right)^{1/2} \end{cases} \qquad (37)$$

et a pour expression : $T_{i0} = 2R_nT_0(G_0+G_\gamma)$. (38)

En fonction de cette température minimale de bruit et de l'admittance optimale Y_0, la température équivalente de bruit d'entrée du quadripôle, sur une admittance Y quelconque de générateur, s'écrit :

$$T_i = T_{i0} + \frac{T_0R_n}{G}|Y-Y_0|^2. \qquad (39)$$

La température de bruit d'entrée d'un quadripôle dépend donc de quatre paramètres caractéristiques du quadripôle et indépendants de toute fermeture : T_{i0}, $Y_0 = G_0+jB_0$ et R_n, T_{i0} étant la température minimale de bruit d'entrée, Y_0 l'admittance optimale de source permettant d'obtenir T_{i0} et R_n caractérisant l'influence sur la température de bruit d'entrée, d'un écart entre l'admittance du générateur et sa valeur optimale Y_0. En langage « facteur de bruit », on a de même :

$$F = F_0 + \frac{R_n}{G}|Y-Y_0|^2 \qquad (40)$$

avec $$F_0 = 1+2R_n(G_0+G_\gamma). \qquad (41)$$

En général, l'admittance optimale de source Y_0 n'a aucune relation avec l'admittance d'entrée du quadripôle.

Si le quadripôle ne contient pas d'éléments réactifs, Y_0 est réelle.

5. Application aux amplificateurs hyperfréquences à faible bruit

5.1. Maser

Considérons un matériau possédant deux niveaux d'énergie quantifiée tels que $W_2 - W_1 = hf$ et soit n_1 et n_2 les populations de ces deux niveaux. Les trois mécanismes mis en jeu pour les photons de fréquence f sont :

— l'émission spontanée produisant Kn_2 photons

— l'émission stimulée produisant KNn_2 photons

— l'absorption absorbant KNn_1 photons,

N étant le nombre de photons de fréquence f.

Si on introduit N photons cohérents, on obtient $N+KN\ (n_2-n_1)$ photons cohérents et Kn_2 photons non cohérents.

Le gain en puissance est donc $G = 1+K(n_2-n_1)$ et la densité spectrale de puissance de bruit est $p' = Kn_2hf$.

Or, cette densité spectrale de bruit, d'après la relation (25) sur les quadripôles ne contenant qu'une seule source de bruit, est égale à :

$$p' = \frac{hf}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}(1-G),$$

T étant la température de bruit de cette source.

D'où :
$$e^{-\frac{hf}{kT}} = \frac{n_2}{n_1} \tag{42}$$

qui est la formule de Boltzmann lorsque T est la température thermodynamique, mais qui s'étend aux températures de bruit hors de l'équilibre thermodynamique.

En particulier, si $n_2 > n_1$ (inversion de population) T est négatif et le milieu est amplificateur (maser).

La température de bruit d'entrée T_i d'un amplificateur maser de gain en puissance échangeable G réalisé dans ces conditions sera donc donnée, d'après (26) par :

$$e^{\frac{hf}{kT_i}} = 1 + \frac{G}{G-1}\,\frac{n_2-n_1}{n_2}. \tag{43}$$

5.2. Amplificateur paramétrique a impédance négative

Considérons un mélangeur « différence » à capacité variable, pompé à la pulsation ω_p (fig. 14). Les relations entre tensions et courants aux accès constitués aux pulsations de signal ω_1 et différence $\omega_2 = \omega_p - \omega_1$ sont :

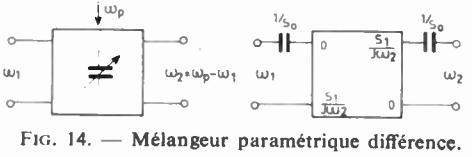


FIG. 14. — Mélangeur paramétrique différence.

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= \frac{S_0}{j\omega_1} I_1 - \frac{S_1}{j\omega_2} I_2^* \\ U_2^* &= \frac{S_1}{j\omega_1} I_1 - \frac{S_0}{j\omega_2} I_2^*, \end{aligned}\right\} \tag{44}$$

S_0 et S_1 étant les deux premiers termes du développement en série de Fourier complexe de l'élastance (inverse de capacité) différentielle de la capacité pompée.

On peut considérer ce quadripôle comme formé par la mise en série de deux capacités de valeur $1/S_0$ aux accès d'un quadripôle Q de matrice d'impédances :

$$Z = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{S_1}{j\omega_2} \\ \dfrac{S_1}{j\omega_1} & 0 \end{bmatrix}.$$

Or si l'on ferme la sortie de ce quadripôle Q sur une résistance R_d, de température de bruit T_d, on voit à l'entrée une résistance

$$R_n = -\frac{S_1^2}{\omega_1\omega_2 R_d} \tag{45}$$

de température de bruit

$$T_n = -\frac{\omega_1}{\omega_2} T_d\,. \tag{46}$$

En pratique, une diode paramétrique présente une résistance série. Supposons qu'on utilise précisément cette résistance série comme fermeture à l'accès image ω_2, cet accès étant de plus supposé « accordé série » (fig. 15).

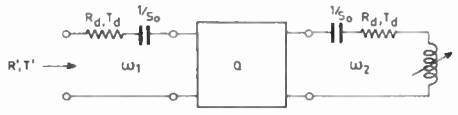


FIG. 15. — Amplificateur à impédance négative.

Le dipôle de fermeture du quadripôle Q à l'accès (2) est alors une résistance pure R_d de température T_d. On voit donc à l'accès (1) une résistance R_n de température de bruit T_n et le dipôle constitué par le système complet est donc formé par la mise en série de deux dipôles de températures T_n et T_d. Sa température de bruit est donc, d'après (8) :

$$T' = -T_d\,\frac{1+\dfrac{\omega_1}{\omega_2}\dfrac{S_1^2}{\omega_1\omega_2 R_d^2}}{\dfrac{S_1^2}{\omega_1\omega_2 R_d^2}-1} = -T_d\,\frac{\dfrac{M^2}{f_2^2}+1}{\dfrac{M^2}{f_1 f_2}-1}, \tag{47}$$

T_d étant la température « physique » de la diode et $M = mf_c = \dfrac{S_1}{2\pi R_d}$ étant appelé facteur de mérite de la diode considérée.

La température de bruit d'entrée de tout amplificateur de gain échangeable G réalisé avec ce dipôle sera donc, d'après (26) :

$$T_i = T' \left(\frac{1}{G} - 1 \right). \tag{48}$$

5.3. Amplificateur a diode tunnel

Le schéma équivalent d'une diode tunnel est tel que représenté figure 16.

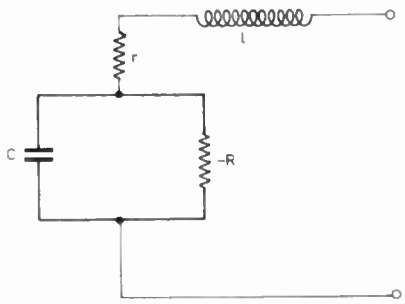


Fig. 16. — Schéma équivalent d'une diode tunnel.

Les sources de bruit dans cette diode sont :

— Le bruit thermique de la résistance r. Soit T_d la température de la diode.

— Le bruit de grenaille ou bruit shot dans la jonction. La température négative associée à la résistance négative $-R$ est donc, d'après (2) et (3) :

$$T_n = -\frac{eI_0 R}{2k},$$

I_0 étant le courant circulant dans la jonction.

Le schéma équivalent de la diode tunnel peut donc se représenter par la mise en série de deux dipôles de températures différentes (fig. 17).

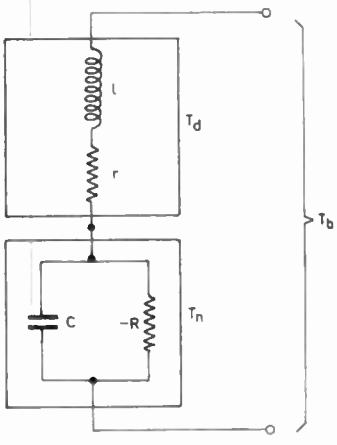


Fig. 17. — Bruit dans une diode tunnel.

La température de bruit T_b d'un tel dipôle est donc, d'après la relation (8) sur la mise en série de deux dipôles :

$$T_b = \frac{-R'T_n + rT_d}{r - R'} \quad \text{avec} \quad R' = \frac{R}{1 + R^2C^2\omega^2}.$$

$$T_b = \frac{-RT_n + rT_d(1 + R^2C^2\omega^2)}{r(1 + R^2C^2\omega^2) - R}.$$

En introduisant la pulsation de coupure résistive ω_0 de la diode, pulsation pour laquelle la résistance totale est nulle, donc telle que :

$r - R' = 0$, soit : $R^2C^2\omega_0^2 = \dfrac{R}{r} - 1$, on obtient :

$$T_b = -\frac{\dfrac{RelI_0}{2k} + T_d\left[\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2} + \dfrac{r}{R}\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\right]}{\left(1 - \dfrac{r}{R}\right)\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \tag{49}$$

ou

$$T_b = -\frac{20\,I_0RT_0 + T_d\left[\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2} + \dfrac{r}{R}\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\right]}{\left(1 - \dfrac{r}{R}\right)\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \tag{50}$$

car $e/2k \# 20\ T_0$, avec $T_0 = 290$ °K.

La température de bruit d'entrée de tout amplificateur de gain G réalisé à l'aide d'une telle diode sans adjonction de sources de bruit supplémentaires sera alors :

$$T_i = \left(\frac{1}{G} - 1\right) T_b. \tag{51}$$

Si cet amplificateur est réalisé à l'aide d'un circulateur ayant un affaiblissement A (en fois) entre entrée et accès amplificateur, la température d'entrée globale sera, d'après (29) :

$$T_i' = T_c(A - 1) + AT_i, \tag{52}$$

T_c étant la température du circulateur et T_i défini par (51).

BIBLIOGRAPHIE

[1] Carlin et Youla. — Network synthesis with negative resistors, *PIRE*, mai 1961.

[2] IRE standards on methods of measuring noise in linear two ports, *PIRE*, janvier 1960.

[3] Rothe et Dahlke. — Theory of noisy fourpoles. *PIRE* juin 1956.

[4] Oliver. — Thermal and quantum noise. *PIEEE*, mai 1965.

[5] Siegman. — Thermal noise in microwave system. *Microwave journal*, mars, avril, mai 1961.

[6] Haus et Adler. — Circuit theory of linear noisy networks. *M.I.T.* 1959.

[7] Ko — Temperature concepts in modern radio. *Microwave journal*, juin 1961.

[8] Convert. — Températures négatives des sources linéaires d'énergie et facteur de bruit des amplificateurs. Rapport CSF.

Application de la transformation de Lorentz à LA SOLUTION D'UN PROBLÈME D'INTERACTION D'ONDES EN MILIEU NON LINÉAIRE

PAR

G. BROUSSAUD

Compagnie Générale de T.S.F.

Introduction

C'est en raisonnant sur des circuits à constantes localisées que MANLEY et ROWE ont, dès 1956, énoncé les premiers les lois générales auxquelles obéissent les systèmes non linéaires [1]. Deux ans plus tard, l'apparition des diodes à capacité électriquement variable (les varactors) permettait la réalisation des premiers amplificateurs paramétriques. Ces dispositifs, dont l'intérêt pratique est considérable, ont aussitôt suscité un très grand nombre de travaux (cf. par ex. [2], [3], [4]) dont la quasi-totalité, reprenant la formulation proposée par MANLEY et ROWE, est basée sur des schémas à constantes localisées. Sans doute cette méthode est-elle justifiée par la nature même de l'élément non linéaire dont on dispose. On conçoit pourtant que les phénomènes fondamentaux qui gouvernent les transferts d'énergie d'un mode de vibration sur un autre ont des bases physiques beaucoup plus larges que le schéma simple — du moins en apparence — d'une réactance non linéaire. Il est donc raisonnable de rechercher une généralisation de ces principes au cas des milieux homogènes. C'est ce qui a été fait dès 1959 par J.-Cl. SIMON, en considérant l'action d'une perturbation progressive (due p. ex. à l'effet d'une onde « de pompe » sur un milieu non linéaire) sur une onde électromagnétique guidée [5].

Les conclusions de cette étude corroborent celles de la théorie classique et l'on retrouve ainsi mais avec une complexité moindre (1) les différents types d'interaction qui interviennent dans les amplificateurs paramétriques : up converter, down converter, résistance négative. Pourtant la formulation du problème utilisé par J.Cl. SIMON conduit à des calculs délicats (bien que comparables à ceux de la théorie classique, déterminant de Hill p. ex.) et qui ne peuvent être menés à bien que moyennant un certain nombre d'approximations simplificatrices.

Rappelons seulement que :

— le signal incident étant écrit sous la forme :

$$E_0 \cos(\omega t - k_0 z) \tag{1}$$

et le milieu perturbé

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_1 \cos(\omega_1 t - k_1 z), \tag{2}$$

le problème est abordé en cherchant une solution de la forme :

$$E = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \, e^{\,i[(\omega + n\omega_1)t - (k + nk_1)z]}, \tag{3}$$

satisfaisant à l'équation de propagation

$$\Delta E - \mu_0 \frac{\partial^2(\varepsilon E)}{\partial t^2} = 0 \ . \tag{4}$$

En portant (3) dans (4), on est alors ramené à la résolution d'un système d'une infinité d'équations homogènes à une infinité d'inconnues.

(1) On évite en particulier les battements d'ordre supérieur que la théorie des circuits à constantes localisées ne peut éliminer que par des filtres appropriés.

Pourtant si l'on suppose que ε_1 est petit devant ε_0, on peut montrer que toutes les composantes d'ordre n telles que $|n| > 1$ peuvent être négligées devant les trois ondes principales correspondant à

$$n = \pm 1 \quad \text{et} \quad n = 0.$$

Le système infini se réduit alors à un système de trois équations homogènes à 3 inconnues, dont la compatibilité suppose que leur déterminant soit égal à zéro. C'est la discussion de cette condition qui constitue l'essentiel du calcul et renferme la plupart des difficultés.

Des analyses plus « sophistiquées » du point de vue mathématique ont été menées sur ces bases par OLINER [6], puis par CARTIER [7]. Sur le plan pratique, leurs conclusions n'apportent cependant rien d'autre qu'une confirmation des résultats obtenus par SIMON.

L'objet de la présente note est de signaler un abord différent du problème dont on va voir qu'il permet une solution simple et facile à interpréter à partir des principaux paramètres physiques du système.

Deux exemples d'applications seront examinés pour illustrer cette méthode : le premier sera relatif à l'amplification paramétrique d'ondes progressives ; le second à l'interaction d'ondes dans l'ionosphère suivant le projet actuellement en étude à la CSF en vue d'accroître les performances des liaisons à très longues distances.

1. Discussion de la méthode. Formules générales

● 1.1. — Toute la difficulté du problème posé vient de ce qu'il s'agit de l'interaction de deux ondes *progressives*, c'est-à-dire possédant toutes deux une vitesse de phase non nulle dans le référentiel choisi. Mais c'est là une situation essentiellement relativiste. Dans un référentiel lié à l'une des deux ondes, p. ex. à l'onde forte (nous dirons désormais la pompe, parce qu'elle sera supposée être seule à l'origine de la perturbation), la situation est tout à fait différente ; la perturbation y apparaît en effet comme une modulation spatiale du milieu ; quant à l'autre onde (le signal), elle conserve sa nature inchangée.

Nous sommes donc ramenés au problème maintenant classique de la propagation des ondes dans les milieux périodiques. Nous savons que ces milieux sont des *filtres* dont les caractéristiques peuvent être plus ou moins compliquées mais dont la réponse en fréquence est représentée par des bandes alternativement passantes et coupées.

Dans le cas qui nous occupe, les seules bandes intéressantes sont les bandes coupées, car ce sont elles qui provoquent la réaction la plus forte du milieu sur l'onde incidente. Une fois le problème de filtrage résolu, il ne reste plus qu'à appliquer aux différentes ondes mises en jeu (ondes transmise et réfléchie) la transformation inverse pour repasser dans le référentiel initial.

● 1.2. — Pour élémentaire qu'elle soit, cette transformation ne doit pas être faite sans précautions. Car, si la perturbation progressive se déplace, comme la pompe, de façon continue et uniforme, les limites physiques du milieu non linéaire restent fixes dans le référentiel initial. Il y a donc une différence importante entre le processus de réflexion qui apparaît lorsque le milieu perturbé agit sur le signal comme un filtre à la coupure, et le processus de réflexion qui accompagne un miroir en mouvement.

Soient :

$$\left.\begin{aligned} E_{1x} &= E_0 \cos(\omega_1 t - k_1 z) \qquad E_{1y} = E_{1z} = 0 \\ B_{1y} &= B_0 \cos(\omega_1 t - k_1 z) \qquad B_{1x} = B_{1z} = 0 \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

les composantes (2) d'une onde plane se propageant dans le sens des z positifs, et

$$z = z_0 + Vt, \tag{6}$$

l'équation d'un plan réflecteur.

Appliquons à ce cas simple la méthode qui a été décrite plus haut. Le milieu, de caractéristiques ε et μ (non nécessairement égales aux constantes ε_0 et μ_0 du vide), sera supposé fixe par rapport au référentiel $R(Oxyz)$. Convenons enfin, pour clarifier l'écriture, d'affecter l'indice 1 à l'onde incidente et l'indice 2 à l'onde réfléchie. Pour un observateur lié au plan réflecteur (référentiel R') les composantes de l'onde incidente s'écrivent (cf. p. ex. [8], p. 84).

$$\left.\begin{aligned} E'_{1x'} &= \frac{1}{\alpha}\,(E_0 - VB_0)\cos(\omega'_1 t' - k'_1 z') \\ B'_{1y'} &= \frac{1}{\alpha}\left(B_0 - \frac{V}{c^2}E_0\right)\cos(\omega'_1 t' - k'_1 z') \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

avec

$$\alpha = \left(1 - \frac{V^2}{c^2}\right)^{\frac{1}{2}}$$

et

$$\left.\begin{aligned} \omega'_1 &= \frac{1}{\alpha}\,(\omega_1 - Vk_1) \\ k'_1 &= \frac{1}{\alpha}\left(k_1 - \frac{V}{c^2}\omega_1\right) \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Par suite du mouvement du milieu de propagation dans le référentiel R', la détermination des composantes de l'onde réfléchie à partir des équations (7) et (8) est assez délicate (3). Il est plus simple d'effectuer le calcul en supposant le problème résolu.

Soient donc :

$$\left.\begin{aligned} E_{2x} &= -CE_0 \cos(\omega_2 t + k_2 z) \\ B_{2y} &= CB_0 \cos(\omega_2 t + k_2 z) \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

(2) Dans les formules de transformation du champ ce sont en effet les couples EB ou DH qui interviennent directement, au lieu du couple EH utilisé habituellement.

(3) Sauf dans le vide, les vitesses des ondes incidentes et réfléchies diffèrent en effet dans le référentiel R' par suite du phénomène d'entraînement de l'onde par le milieu.

les composantes de l'onde réfléchie dans le référentiel R. C est une constante qu'il s'agit de déterminer.

Dans le référentiel R', E_{2x} et B_{2y} deviennent :

$$\left.\begin{aligned} E'_{2x'} &= -\frac{C}{\alpha}(E_0+VB_0)\ \cos(\omega'_2t'+k'_2z') \\ B'_{2y'} &= \frac{C}{\alpha}\left(B_0+\frac{V}{c^2}E_0\right)\cos(\omega'_2t'+k'_2z') \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

avec

$$\left.\begin{aligned} \omega'_2 &= \frac{1}{\alpha}(\omega_2+Vk_2) \\ k'_2 &= \frac{1}{\alpha}\left(k_2+\frac{V}{c^2}\omega_2\right) \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

La valeur de la pulsation étant liée seulement au temps du référentiel considéré (contrairement à la vitesse de propagation qui dépend, ici, du sens de propagation), on a :

$$\omega'_2=\omega'_1=\frac{1}{\alpha}(\omega_1-Vk_1)\ . \quad (12)$$

Comme on a, d'autre part :

$$\frac{E}{B}=\frac{E}{\mu H}=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}=\frac{\omega}{k}, \quad (13)$$

on tire, du système (10) :

$$k'_2=\omega'_2\frac{k_1+\frac{V}{c^2}\omega_1}{\omega_1+Vk_1}=\frac{1}{\omega}\frac{\omega_1-Vk_1}{\omega_1+Vk_1}\left(k_1+\frac{V}{c^2}\omega_1\right) \quad (14)$$

D'où, à partir de (11) :

$$\frac{\omega_2}{\omega_1}=\frac{k_2}{k_1}=\frac{\omega_1-Vk_1}{\omega_1+Vk_1} \quad (15)$$

ou encore, en faisant apparaître la vitesse v de propagation de l'onde dans le référentiel R:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1}=\frac{k_2}{k_1}=\frac{1-\frac{V}{v}}{1+\frac{V}{v}}\ . \quad (16)$$

En écrivant enfin le raccord des champs $E'_{1x'}$ et $E'_{2x'}$ sur le réflecteur défini par son coefficient de réflexion r, on trouve :

$$C=r\frac{E_0-VB_0}{E_0+VB_0}=r\frac{1-\frac{V}{v}}{1+\frac{V}{v}}\cdot \quad (17)$$

Nous sommes maintenant en mesure de faire le bilan de la puissance de l'opération. On a :

$$\frac{P_2}{P_1}=\frac{E_2H_2}{E_1H_1}=\frac{\overline{E_2B_2}}{E_1B_1}=C^2=|r|^2\left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \quad (18)$$

Ce résultat peut surprendre ; car, en faisant intervenir la fréquence par son carré, il témoigne entre l'onde incidente et l'onde réfléchie, d'une correspondance qui ne vérifie plus la conservation des photons. L'explication de ce paradoxe est la suivante :

— le miroir étant animé d'un mouvement de translation uniforme (il parcourt donc l'axe des z de $-\infty$ à $+\infty$), sa réaction sur l'onde incidente est double, car il agit à la fois

a) sur les photons incidents qu'il réfléchit vers leur source,

b) sur l'énergie localisée dont on sait qu'elle se trouve stockée en tout point de l'aspace soumis à un champ électromagnétique.

Considérons par exemple le cas où le miroir se déplace dans le même sens que l'onde. La puissance P_1 fournie par la source est utilisée :

a) en partie pour frapper le miroir (pression de radiation) ;

b) en partie pour « remplir » en énergie localisée l'espace électriquement vide « ouvert » par le miroir tout au long de son déplacement.

On a donc :

$$P_1=p_1+W_1 \quad (19)$$

avec

$$P_1=\frac{1}{2}E_0H_0 \quad (20)$$

et

$$W_1=\frac{1}{4}(\varepsilon E_0^2+\mu H_0^2)V=\frac{1}{4}E_0H_0\left(\varepsilon\frac{E_0}{H_0}+\mu\frac{H_0}{E_0}\right)V=\frac{1}{2}P_1\frac{V}{v} \quad (21)$$

Et de même, pour l'onde réfléchie :

$$P_2=p_2-W_2=p_2-P_2\frac{V}{v}\ . \quad (22)$$

Si l'on s'intéresse seulement à l'énergie réfléchie par l'écran, on ne considérera que le rapport p_2/p_1 qui, d'après les expressions précédentes, s'écrit :

$$\frac{p_2}{p_1}=\frac{P_2}{P_1}\frac{1+\frac{V}{v}}{1-\frac{V}{v}}=\frac{P_2}{P_1}\frac{\omega_1}{\omega_2}\ . \quad (23)$$

où encore, en tenant compte de la formule (18) :

$$\boxed{\frac{p_2}{p_1}=|r|^2\frac{\omega_2}{\omega_1}} \quad (24)$$

Cette relation caractérise bien une correspondance photon-photon, à l'absorption par l'écran près, puisque l'on a supposé pour plus de généralité que le coefficient de réflexion pouvait être inférieur à 1.

Dans le cas qui nous occupe, la perturbation progressive reste localisée à l'intérieur de limites, fixes par rapport au référentiel R du laboratoire, de sorte le seul bilan énergétique à considérer est celui régi par l'équation (24).

● 1.3. Dans un référentiel lié à la perturbation progressive, les caractéristiques du milieu apparaissent comme une perturbation stationnaire ; mais il n'en est plus de même de ses limites qui, au contraire, se trouvent animées d'un mouvement de translation uniforme, de vitesse égale à $-V$.

Pour appliquer à cette structure les méthodes utilisées dans l'étude des milieux périodiques rigoureusement stationnaires on devra admettre que l'interaction de l'onde avec le milieu s'étend sur un grand nombre de périodes de la perturbation. Puisqu'on s'intéresse seulement aux bandes coupées, cette zone d'interaction sera limitée non par la longueur de la perturbation, mais par la profondeur de pénétration de l'onde dans la structure.

L'hypothèse d'une zone d'interaction étendue se confond avec celle d'une perturbation de faible amplitude.

● 1.4. Cela posé, considérons maintenant, dans le référentiel R du laboratoire, une perturbation progressive périodique — mais non nécessairement sinusoïdale — agissant par exemple sur la constante diélectrique ε du milieu, qui s'écrit :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \cos n(\omega_p - k_p z) \ , \qquad (25)$$

les équations du champ seront celles déjà utilisées dans le paragraphe 1.2.

Rappelons que l'indice haut $'$ (prime) est attaché au référentiel R' lié à la perturbation, tandis que les indices bas 1 et 2 sont caractéristiques des ondes incidentes et réfléchies, respectivement.

Des systèmes (8) et (11) on tire :

$$\left.\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{\alpha}(\omega_1' + V k_1') \\ \omega_2 &= \frac{1}{\alpha}(\omega_2' - V k_2') \end{aligned}\right\} \qquad (26)$$

D'où, par différence, et puisque $\omega_1' = \omega_2'$:

$$\omega_1 - \omega_2 = \frac{V}{\alpha}(k_1' + k_2') = \omega_p \frac{k_1' + k_2'}{\alpha k_p} = \omega_p \frac{k_1' + k_2'}{k_p'} \qquad (27)$$

car $V = \dfrac{\omega_p}{k_p}$ (par définition du référentiel R') et :

$$k_p' = \frac{1}{\alpha}\left(k_p - \frac{V}{c^2}\omega_p\right) = \frac{1}{\alpha}k_p\left(1 - \frac{V}{c^2}\frac{\omega_p}{k_p}\right)$$

$$= \frac{1}{\alpha}k_p\left(1 - \frac{V^2}{c^2}\right) = \alpha k_p \ .$$

Nous devons maintenant écrire que le milieu perturbé se présente à l'onde incidente comme un filtre à la coupure. Si l' mesure la période (spatiale) de la modulation, la condition de remise en phase des différentes ondes réfléchies s'écrit (fig. 1).

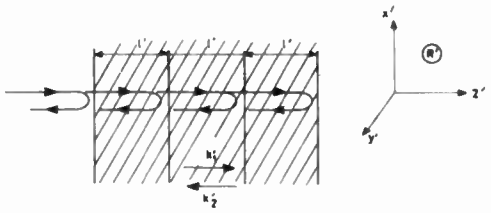


FIG. 1.

$$k_1' l' + k_2' l' = 2\pi$$

d'où
$$k_1' + k_2' = \frac{2\pi}{l'} = |k_p'| \qquad (28)$$

et l'équation (27) devient :

$$\left.\begin{aligned} &a) \ \text{si} \quad k_p > 0 \quad \omega_1 - \omega_2 = \omega_p \\ &b) \ \text{si} \quad k_p < 0 \quad \omega_1 - \omega_2 = -\omega_p \end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

Pour discuter plus avant le problème, nous examinerons successivement ces deux cas :

1° $k_p < 0$. La perturbation se propage dans la direction des négatifs, à l'encontre du signal.

L'onde incidente (1) de puisation ω_1 donne naissance à une onde réfléchie (2) de pulsation $\omega_2 = \omega_1 + \omega_p$ et à une onde transmise (3) de pulsation ω_1 (fig. 2).

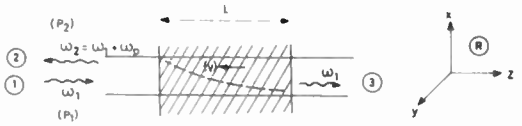


FIG. 2.

Le milieu perturbé étant en effet de longueur finie, l'atténuation de la bande coupée ne peut être infinie. Si A est la mesure de cette atténuation en décibels, le bilan énergétique de l'opération est :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}\left(1 - 10^{-\frac{A}{10}}\right) . \qquad (30)$$

Mais dès que A dépasse 10 ou 20 dB, le gain en puissance est pratiquement égal au gain en fréquence.

C'est là le fonctionnement en « up converter » des amplificateurs paramétriques.

2° $k_p > 0$. La perturbation se propage, comme le signal dans la direction des z positifs. Nous distinguerons, là encore, deux cas suivant que la vitesse V de propagation de la perturbation est inférieure ou supérieure à la vitesse v du signal.

(*i*). Tant que V est inférieur à v, le raisonnement précédent reste valable et ses conclusions subsistent, à cela près que, la pulsation de l'onde réfléchie étant cette fois inférieure à celle de l'onde incidente ($\omega = \omega_1 - \omega_p$), l'énergie réfléchie est inférieure à l'énergie incidente. C'est là le fonctionnement en « down converter » des amplificateurs paramétriques.

(*ii*) Lorsque V est supérieur à v, les formules de transformation de Lorentz montrent que, dans le référentiel R' lié à la perturbation, l'onde signal se propage dans le *sens des z négatifs*. De (7) et (8) on tire en effet :

$$\left.\begin{aligned} E'_{1x'} &= -\frac{1}{\alpha}E_0\left(\frac{V}{v}-1\right)\cos\left(\omega'_1 t' + k'_1 z'\right) \\ B'_{1y'} &= +\frac{1}{\alpha}B_0\left(1-\frac{Vv}{c^2}\right)\cos\left(\omega'_1 t' + k'_1 z'\right) \end{aligned}\right\} \quad (31)$$

avec

$$\left.\begin{aligned} \omega'_1 &= \frac{1}{\alpha}\omega_1\left(\frac{V}{v}-1\right) \\ k'_1 &= \alpha k_1 \end{aligned}\right\} \quad (32)$$

Cette inversion du sens de propagation n'a d'ailleurs rien que de très naturel et on peut la comprendre aussi par la transformation de Galilée. Quant à la réalité physique de la condition $V > v$, on se souviendra que les vitesses considérées ici sont des vitesses de phase et que tous les calculs ont été faits dans l'hypothèse d'un milieu matériel dont les constantes ε et μ peuvent être différentes des constantes ε_0 et μ_0 du vide.

Dans le référentiel R', l'onde incidente (1) donne (fig. 3) là encore naissance à une onde réfléchie (2) qui se propage dans le sens des z' positifs et à une onde transmise (3) (atténuée) qui se propage comme l'onde (1) dans le sens des z' négatifs (cf. fig. 3*b*).

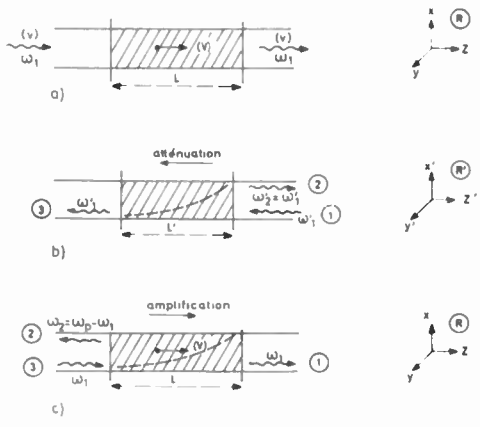


FIG. 3.

Le retour au référentiel R s'accompagne d'un nouveau renversement du sens de propagation de chacune de ces ondes, mais *il ne modifie pas l'allure de la distribution énergétique le long de l'axe des z*. De sorte que l'atténuation de l'onde (1) dans le référentiel R' apparaît, dans le référentiel R, comme une *amplification* de l'onde (3).

On aboutit ainsi au schéma de la figure 3*c* qui est celui d'un véritable amplificateur, puisque la fréquence du signal de sortie (amplifié) est identique à celle du signal d'entrée.

Mais contrairement à d'autres dispositifs analogues (dans leurs effets) comme les TPO ou les masers, le système qui vient d'être décrit ne peut se concevoir sans la dualité qui associe à l'onde amplifiée, une onde réfléchie de pulsation : $\omega_2 = |\omega_1 - \omega_p|$.

Le rapport des puissances de ces deux ondes est donné, comme dans les deux cas précédents, par la formule (30) où A représente alors le gain (en dB) de l'amplificateur.

C'est là le mode de fonctionnement normal de l'amplificateur paramétrique, dit « à résistance négative ». L'onde de pulsation ω_2 y porte alors le nom d'Idler.

● 1.5. — La même méthode peut être utilisée aussi pour calculer la perturbation apportée au milieu par l'onde de pompe. Soient $\vec{E_p}$, $\vec{B_p}$, Ω_p et K_p les paramètres caractéristiques de cette onde. L'application des formules (7) et (8) montre immédiatement que, dans le référentiel R', animé par rapport à R d'un mouvement de translation de vitesse $V = \Omega_p/K_p$ *le caractère électromagnétique disparaît pour faire place à une distribution purement statique*. On trouve en effet,

(*i*) pour les composantes transverses :

$$\vec{E'_p} = 0 \quad \vec{B'_p} = \alpha \vec{B_p}\cos\left(\alpha K_p z'\right) \quad (33a)$$

(*ii*) pour les composantes longitudinales (éventuellement) :

$$\vec{U'_p} = \vec{U_p}\cos\left(\alpha K_p z'\right). \quad (33b)$$

Dans le cas de milieux magnétiques (par exemple les ferrites), ces formules permettent de calculer directement la perméabilité μ (B_p') correspondante.

Dans le cas des milieux ionisés, une théorie déjà ancienne conduit à associer à un plasma une constante diélectrique équivalente fonction, en particulier, de la gyrofréquence, donc *du champ magnétostatique appliqué*. L'expression générale de cette constante diélectrique équivalente est donnée par la formule d'Appleton Hartree :

$$\frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = 1 - \frac{X}{1 - \dfrac{Y_T^2}{2(1-X-jZ)} \pm \left(\dfrac{Y_T^4}{4(1-X-jZ)^2} + Y_L^2\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (34)$$

avec :

$$X = \left(\frac{\omega'_\pi}{\omega'}\right)^2 ; \; Y_T = \frac{\omega'_c}{\omega'} \sin \phi' ; \; Y_L = \frac{\omega'_c}{\omega'} \cos \phi' ; \; Z = \frac{\nu'}{\omega'}$$

$\frac{1}{2\pi}\omega'_\pi$ est la fréquence de plasma ; $\frac{1}{2\pi}\omega'_c$ la fréquence cyclotron (ou gyrofréquence) et $\frac{1}{2\pi}\nu'$ la fréquence des chocs, ϕ' est l'angle que fait le vecteur de propagation de l'onde de pulsation ω' avec le champ appliqué. Rappelons enfin que le signe + caractérise l'onde « ordinaire » et le signe − l'onde « extraordinaire ».

La discussion de cette formule compliquée fait apparaître deux cas particuliers importants :

a) $\phi' = 0$ (propagation longitudinale) :

$$\frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = 1 - \frac{\omega'^2_\pi}{\omega'(\omega' \pm \omega'_c)} \tag{35}$$

b) $\phi' = \frac{\pi}{2}$ (propagation transversale) il faut, là encore, distinguer deux cas suivant que le champ magnétostatique $\overrightarrow{B_p}$ est normal ou parallèle à la composante électrique $\overrightarrow{E_0}$ du champ électromagnétique incident.

$$\text{Si} \quad B_p \perp E_0, \quad \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = 1 - \frac{\omega'^2_\pi}{\omega'^2 - \omega'^2_c \left[1 - \left(\frac{\omega'_\pi}{\omega'}\right)^2\right]} \tag{36}$$

$$\text{Si} \quad B_p \parallel E_0, \quad \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0} = 1 - \frac{\omega'^2_\pi}{\omega'^2} \tag{37}$$

C'est donc seulement pour la propagation longitudinale que la modulation spatiale de B', donc de ω'_c. conduit sur ε', à un effet du premier ordre. S'il existe, en outre, une distribution électrostatique résultant de la formule (33 *b*) où U représente une composante électrique, il faut tenir compte aussi d'une modulation de densité du milieu, donc de la fréquence de plasma.

2. Application à l'amplification paramétrique

● 2.1. — L'analyse qui a été faite plus haut (parag. 1.4.) de l'interaction onde-perturbation, s'applique immédiatement à l'amplification paramétrique d'ondes progressives. On ne discutera pas ici des différents milieux susceptibles d'être utilisés à cet effet (ferrites, réseaux de varactors, lames semiconductrices, etc.) ni des différents dispositifs qui peuvent être imaginés pour assurer l'excitation convenable de ces milieux par l'onde de pompe. On se bornera à compléter le calcul précédent par l'expression et du gain de la bande passante de l'amplificateur à résistance négative.

Le calcul du gain se ramène, on l'a vu, à celui de l'atténuation de l'onde-signal dans le référentiel R' lié à la perturbation.

Le milieu étant, de par sa définition même, périodique, considérons d'abord le cas général d'une suite d'obstacles identiques disposés régulièrement le long de l'axe $o'z'$. L'analyse du réseau ainsi défini est classique et plusieurs méthodes ont déjà été proposées par la solution de ce problème qui est celui des filtres en ondes centimétriques. La formulation la plus répandue est basée sur l'utilisation de circuits équivalents à constantes localisées. Nous lui en avons préféré une autre plus conforme à la méthode employée jusque là. Le détail des calculs, plusieurs fois publiés (cf. par exemple [9], p. 47) a été rejeté à l'annexe I.

● 2.2. — Un obstacle disposé sur une ligne de transmission monomode peut être représenté par deux paramètres. Nous utiliserons le couple u et φ relié aux coefficients de transmission t et de réflexion r par les formules :

$$\left.\begin{aligned} t &= i \sin u^{i\varphi} \\ r &= i \cos u^{i\varphi} \end{aligned}\right\} \tag{38}$$

Si θ mesure l'angle électrique qui sépare les plans homologues de deux obstacles consécutifs (c'est donc le pas du réseau), le coefficient de transmission global prend alors la forme simple (cf. annexe I) :

$$|T|^2 = \frac{1}{1 + \cot^2 u \cdot P^2_{n-1}(x)} \tag{39}$$

où

$$x = 2\frac{\sin(\theta - \varphi)}{\sin u}$$

$P_n(x)$ est le polynôme électrosphérique d'ordre n, défini par la relation de récurrence :

$$P_{n-1}(x) + P_{n+1}(x) = xP_n(x) \tag{40}$$

avec :

$$P_0(x) = 1 \quad \text{et} \quad P_1(x) = x.$$

On peut écrire aussi :

a) pour $|x| < 2$, et en posant $x = 2 \cos \psi$:

$$P_{n-1}(x) = \frac{\sin n\psi}{\sin \psi} \tag{41}$$

b) pour $|x| > 2$, et en posant $x = 2 \operatorname{ch} \psi$:

$$P_{n-1}(x) = \frac{\operatorname{sh} n\psi}{\operatorname{sh} \psi} . \tag{42}$$

Le premier cas définit les bandes passantes, le second les bandes coupées. Le centre d'une bande

coupée correspond, bien évidemment, au maximum de x, soit $x_M = \frac{1}{\sin u}$. Il est donc obtenu lorsque :

$$\theta_M = \varphi + \frac{\pi}{2} . \tag{43}$$

Si l'on suppose maintenant que la perturbation est de faible amplitude, on peut écrire puisque $|t|$ est alors voisin de 1 :

$$u = \frac{\pi}{2} + \Delta u \tag{44}$$

donc :

$$\psi_M \# \Delta u \tag{45}$$

et par suite :

$$P_{n-1}(x_M) = \frac{\operatorname{sh}(n\Delta u)}{\operatorname{sh} \Delta u} . \tag{46}$$

On a donc, au centre de la bande coupée :

$$|T_{\min}|^2 \# \frac{1}{1 + \operatorname{sh}^2(n\Delta u)} \# \frac{1}{\operatorname{sh}^2(n\Delta u)} \tag{47}$$

D'où l'atténuation :

$$A^{\mathrm{dB}} = 20 \lg \operatorname{sh}(n\Delta u) \# 20\, n\Delta u \lg \frac{e}{2} = 2{,}64\, n\Delta u \tag{48}$$

● 2.3. — Il nous faut maintenant rattacher le paramètre Δu aux caractéristiques électriques du milieu. Le calcul est particulièrement simple si l'on admet que la perturbation peut être assimilée à une fonction en créneaux comme il est représenté sur la figure 4.

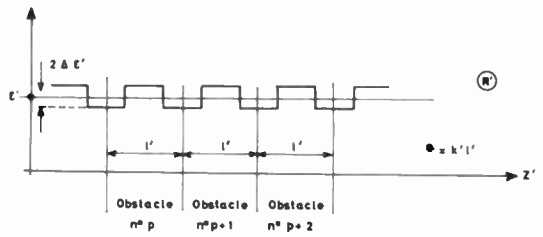


FIG. 4.

Au centre de la bande coupée, obtenue pour $\theta = \pi$, on a alors (cf. annexe II) :

$$t_{\min} \# 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'}\right)^2 \# 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)^2 . \tag{49}$$

De la définition même de Δu on a donc :

$$\Delta u = \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} . \tag{50}$$

D'où le gain A de l'amplificateur :

$$\boxed{A^{\mathrm{dB}} = 2{,}64\, n\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = 2{,}64\frac{L}{\lambda_p}\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}} \tag{51}$$

● 2.4. — On peut enfin, par la même méthode, calculer simplement une valeur approchée de la largeur de bande de l'amplificateur.

Posant :

$$\psi = \psi_M - \Delta\psi \tag{52}$$

le gain G (en tension) peut être écrit :

$$G = \cot u \frac{\operatorname{sh} n(\psi_M - \Delta\psi)}{\operatorname{sh}(\psi_M - \Delta\psi)} . \tag{53}$$

En développant cette expression en fonction de l'écart $\Delta\psi$ (supposé petit), on trouve :

$$G = \cot u \frac{\operatorname{sh} n\psi_M}{\operatorname{sh} \psi_M}[1 - \Delta\psi(n \coth n\psi_M - \coth \psi_M)] \tag{54}$$

ou encore, puisque $n\psi_M$ (qui représente le gain en décibels) a été supposé grand.

$$G = G_M(1 - n\,\Delta\psi). \tag{55}$$

On a, par ailleurs, de la définition même de ψ :

$$\operatorname{ch}(\psi_M - \Delta\psi) = \frac{\sin(\theta - \varphi + \Delta\theta)}{\sin u} = \frac{\cos \Delta\theta}{\cos \Delta u} \tag{56}$$

d'où l'on tire, par un calcul élémentaire :

$$\Delta\psi = \frac{1}{2}\frac{(\Delta\theta)^2}{\Delta u} . \tag{57}$$

Or $\Delta\theta$ est relié directement à l'écart relatif de fréquence Δf :

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_M} = \frac{\Delta f}{f_M} = \frac{\Delta\omega}{\omega_M} . \tag{58}$$

Si l'on définit la bande passante par l'intervalle qui sépare les points à $(A-3)$ dB, soit

$$n\Delta\psi = 1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \# 0{,}3 ,$$

des équations (57) et (58), on tire :

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_M} = \pi\sqrt{0{,}6\frac{\Delta u}{n}} \tag{59}$$

ou encore, en faisant apparaître le gain A de l'amplificateur :

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_M} \sim \frac{4}{\sqrt{A}} \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} . \qquad (60)$$

Si l'on admet que $\Delta\varepsilon/\varepsilon$ peut atteindre la valeur réalisée maintenant dans la plupart des varactors, c'est-à-dire environ 1/4 la formule (60) montre que, pour un gain de 10 dB, la bande passante relative peut atteindre 30 %.

3. Application à l'interaction d'ondes dans l'ionosphère

● 3.1. — La capacité des liaisons à grande distance par réflexion sur l'ionosphère est actuellement limitée à un petit nombre de voies téléphoniques. La raison en est qu'il s'agit moins d'une réflexion que d'une diffusion, de sorte que le champ disponible à l'entrée du récepteur résulte de l'addition d'un grand nombre de vecteurs aléatoires dans le temps et correspondant chacun à un trajet particulier.

Les progrès récents accomplis dans la connaissance des milieux non linéaires et des plasmas nous ont conduit à envisager [10, 11] un processus plus complexe dans lequel l'onde réfléchie vers le sol résulte de l'interaction dans l'ionosphère de l'onde de signal avec une onde de pompe convenablement choisie.

L'étude théorique, actuellement en cours d'achèvement au Département de Physique Appliquée de la CSF, a abouti à des conclusions positives très encourageantes [12]. La méthode que nous avons utilisée plus haut permet d'en retrouver rapidement l'essentiel.

● 3.2. — Le schéma est celui de la figure 5.

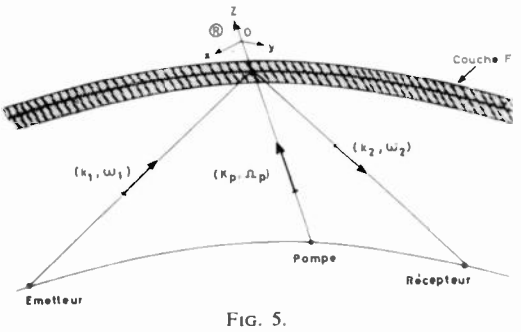


FIG. 5.

Le référentiel R a été choisi de façon à ce que l'axe oz coïncide avec le vecteur de propagation K_p de l'onde de pompe.

On a vu en 1.5. que la propagation de l'onde de pompe dans un milieu ionisé provoque une modulation périodique de la constante diélectrique équivalente, dont le pas est égal à la longueur d'onde Λ_p de l'onde de pompe.

Vu sous cet angle, le problème à résoudre apparaît donc encore comme une application des formules générales établies au chapitre 1. La seule différence avec le cas traité en 1.3. vient de ce que les vecteurs de propagation du signal et de la pompe ne sont plus colinéaires.

Aussi doit-on raisonner maintenant non plus seulement sur le module de ces vecteurs, mais sur leur composantes *algébriques*.

Avec les notations de la figure 6, la condition de remise en phase des différentes ondes réfléchies s'écrit (première interférence de Bragg) :

$$k'_1 \overline{AB} + k'_2 \overline{BC} = 2\pi . \qquad (61)$$

C'est-à-dire :

$$k'_1 \cos i' + k'_2 \cos r' = \frac{2\pi}{\Lambda'} = K'_p \qquad (62)$$

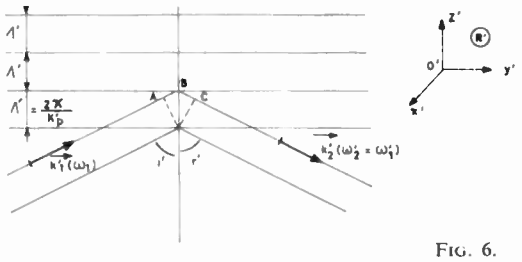


FIG. 6.

que l'on peut écrire aussi, en faisant apparaître les composantes parallèles à l'axe des z' :

$$k'_{1z'} - k'_{2z'} = |K'_p| . \qquad (63)$$

On a par ailleurs, d'après le système (8) :

$$k_{1z} = \frac{1}{\alpha}\left(k'_{1z'} + \frac{V}{c^2}\omega'_1\right) \qquad (64\text{-}1)$$

et de même pour k_{2z}, puisque nous considérons ici des valeurs algébriques :

$$k_{2z} = \frac{1}{\alpha}\left(k'_{2z'} + \frac{V}{c^2}\omega'_2\right) . \qquad (64\text{-}2)$$

D'où par différence, et puisque $\omega'_1 = \omega'_2$:

$$k_{1z} - k_{2z} = \frac{1}{\alpha}(k'_{1z'} - k'_{2z'}) = \frac{|K'_p|}{\alpha} = |K_p| . \qquad (65)$$

Il n'y a pas de transformation relativiste sur les composantes parallèles à l'axe oy.

Ces formules montrent que dans le référentiel R comme dans le référentiel R', les vecteurs $\vec{k}_1$ et $\vec{k}_2$ forment avec $\vec{K}_p$ un triangle fermé (fig. 7).

Le même raisonnement effectué sur les pulsations ω au lieu des vecteurs k conduit comme précédemment à la relation :

$$|\omega_1 - \omega_2| = \Omega_p \qquad (66)$$

que l'on peut écrire aussi, en faisant apparaître le *module* des vecteurs de propagation correspondant ($k = \omega/v$) :

$$|k_1 - k_2| = \frac{V_p}{v} K_p \ . \qquad (67)$$

Si les vitesses de propagation du signal et de la pompe sont identiques ($v = V_p$) la *relation scalaire* (67) et la *relation vectorielle* de la figure 7*b*, ne sont compatibles que si les trois vecteurs $\vec{k}_1$, $\vec{k}_2$ et $\vec{K}_p$ sont colinéaires.

Pour obtenir l'effet cherché, il est donc indispensable de disposer d'une onde de pompe dont la vitesse de propagation dans l'ionosphère est très inférieure à la vitesse de propagation du signal. Cela est possible si la fréquence de la pompe est choisie soit au voisinage de la fréquence cyclotron, soit au voisinage de la fréquence de plasma.

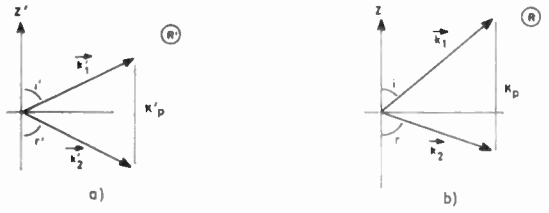


FIG. 7.

Les seules interactions possibles sont donc du type « down converter » si la propagation de la pompe a lieu de bas en haut, du type « up converter » dans le cas contraire. Pour des raisons de rendement, on a été conduit en effet à imaginer une trajectoire de pompe où la région d'interaction n'est atteinte qu'après réflexion de l'énergie sur le sommet de la couche *F*. (cf. [13]).

● 3.3. — Supposons maintenant, pour fixer les idées, que nous nous proposions de réaliser une liaison de 2 500 km. L'angle entre les vecteurs $\vec{k}_1$ et $\vec{k}_2$ est alors égal à 35°. Si la fréquence du signal émis est de 100 MHz, la fréquence du signal reçu de 110 MHz (cas du « up converter »), la résolution du triangle des nombres d'onde donne, conformément à la figure 8 : $K_p = 1{,}32\ \mathrm{m}^{-1}$.

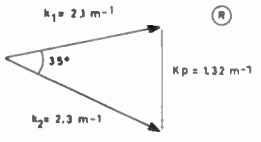


FIG. 8.

(*i*) Si la fréquence de pompe est choisie au voisinage de la fréquence cyclotron ($\Omega_p \sim \omega_c = 2\pi \cdot 1{,}5 \cdot 10^6$ rad/s), la vitesse de propagation doit être égale à :

$$V_p = \frac{\Omega_p}{K_p} = 7{,}15 \cdot 10^6 \text{ m/s} \qquad \text{soit } \frac{c}{40} \text{ environ.}$$

Un freinage aussi énergique de l'onde par le milieu ionisé s'accompagne malheureusement d'un accroissement si important des pertes que cette solution doit être rejetée.

(*ii*) Si la fréquence de la pompe est choisie au voisinage de la fréquence de plasma ($\Omega_p \sim \omega_\pi = 2\pi \cdot 10^7$ rad/s), la vitesse de propagation sera :

$$V_p = \frac{\Omega_p}{K_p} = 4{,}75 \cdot 10^7 \text{ m/s} \qquad \text{soit } \frac{c}{6{,}3}$$

De fait, un indice de 6,3 peut être atteint dans la couche *F* tout en conservant aux pertes une valeur raisonnable. Le point exact de fonctionnement est obtenu à partir de la formule d'Appleton-Hartree.

Dans l'hypothèse des valeurs déjà admises pour ω_π et ω_c en supposant que le vecteur de propagation $\vec{K}_p$ est normal au champ magnétique terrestre (propagation transversale) on trouve alors :

$$\frac{1}{2\pi}\Omega_p = 10{,}123 \text{ MHz} \# \frac{1}{2\pi}\sqrt{\omega_\pi^2 + \omega_c^2} \ . \qquad (68)$$

Le calcul de la perturbation apportée à l'ionosphère sera fait conformément à la méthode indiquée en 1.5.

On a vu que, dans le référentiel R' lié à la phase de l'onde de pompe, le caractère électromagnétique de cette onde disparaît pour faire place à une distribution purement statique des champs.

Ici, cette distribution est à la fois *magnétique*, par les composantes transverses du champ, et *électrique* (par la composante électrique longitudinale). Au voisinage de la fréquence de plasma, il n'est plus possible en effet de négliger la composante longitudinale E_z qui est reliée à la composante transversale E_x par la relation :

$$\frac{E_z}{E_x} = i\,\frac{Y\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - 1\right)}{1 - X - iZ} \# i\,\frac{\omega_c\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} - 1\right)}{\Omega_p - \omega_\pi} \ . \qquad (69)$$

(les symboles X Y et Z sont ceux qui figurent dans la formule d'Appleton Hartree).

Dans le référentiel R', la modulation de la constante diélectrique sera donc due à un double mécanisme provoqué par :

1° *La distribution magnétostatique* qui influe sur la constante diélectrique équivalente par l'intermédiaire de la fréquence cyclotron. Mais, même en utilisant pour la pompe un émetteur de 100 kW et une antenne de 300 m sur 300, la composante magnétique du champ disponible à 300 km d'altitude est seulement de 10^{-3} A/m soit 10^{-5} Oe environ.

Devant les 0,5 Oe du champ terrestre, la perturbation due à la pompe sera donc très faible et la formule (35) donne par différentiation :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\omega_\pi^2 \omega_c}{\omega(\omega \pm \omega_c)^2}\,\frac{\Delta\omega_c}{\omega_c} = \frac{\omega_\pi^2 \omega_c}{\omega(\omega \pm \omega_c)^2}\,\frac{\Delta B}{B} \ . \qquad (70)$$

Il apparaît donc que, dans les conditions géographiques les plus favorables (propagation transversale

de l'onde signal), la variation relative de l'indice sera égale à $1{,}5 \cdot 10^{-4}\ \Delta B/B$ c'est-à-dire, avec les valeurs numériques dont il vient d'être question :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_0} \sim 3 \cdot 10^{-9} \ . \tag{71}$$

2° *La distribution électrostatique* qui, en agissant sur la densité des électrons libres, influe aussi sur la constante diélectrique équivalente, par l'intermédiaire de la fréquence de plasma. Si N mesure la densité moyenne en électrons de l'ionosphère non perturbée, l'écart relatif dû à la présence d'un champ électrique E_z s'écrit (cf. par exemple [14], p. 10) :

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{K_p}{\omega_\pi^2}\frac{e}{m}E_z = \frac{K_p}{\omega_\pi^2}\frac{\omega_c}{B}E_z \ ; \tag{72}$$

ou encore, compte tenu de la formule (69) et en faisant intervenir au lieu de la composante E_x la composante magnétique ΔB déjà utilisée :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_0} = \left(\frac{\omega_\pi}{\omega}\right)^2 \frac{\Delta N}{N} = \frac{1}{2}\,\frac{\Omega_p\omega_c^2\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}-1\right)}{\omega^2(\Omega_p-\omega_\pi)}\,\frac{\Delta B}{B} \# 0{,}3\,\frac{\Delta B}{B} \tag{73}$$

et l'on obtient, avec les valeurs numériques déjà adoptées :

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_0} \sim 6 \cdot 10^{-6} \ . \tag{74}$$

L'effet de la distribution électrostatique est donc prédominant.

Au point de fonctionnement choisi (10,123 MHz) l'atténuation de l'onde de pompe est de 0,7 dB au mètre. L'épaisseur du volume d'interaction sera donc d'une dizaine de mètres, c'est-à-dire environ $2\,\Lambda_p$.

● 3.4. — La méthode utilisée pour le calcul des performances de l'amplificateur paramétrique reste valable. Le paramètre important ici est le coefficient de réflexion qui, d'après (39) s'écrit :

$$R = \sqrt{1-T^2} \# \cot u\ \frac{\operatorname{sh} n\psi}{\operatorname{sh}\psi} \tag{75}$$

ou encore, puisque $n\psi$ est petit :

$$R \# n\Delta u. \tag{76}$$

Le calcul de Δu est indiqué en annexe (Annexe III).

En désignant par φ l'angle d'incidence, on trouve :

a) pour une onde du type $E_\perp$ (dont le vecteur électrique est perpendiculaire au plan d'incidence) :

$$\Delta u = \frac{1}{\cos^2\varphi}\,\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} \tag{77}$$

b) pour une onde du type $E_{/\!/}$:

$$\Delta u = \frac{\cos 2\varphi}{\cos^2\varphi}\,\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} \ . \tag{78}$$

Lorsque $\varphi = \frac{\pi}{4}$, $\Delta u = 0$. Il n'y a plus d'onde réfléchie car l'onde de signal tombe alors sur le réseau sous l'incidence brewsterienne.

De toute façon, les meilleurs résultats seront obtenus avec une onde du type $E_\perp$. Dans le cadre des hypothèses déjà faites, φ est égal à 72° d'où :

$$\Delta u = 6 \cdot 10^{-5} \tag{79}$$

et :

$$R = 10^{-4} \tag{80}$$

L'affaiblissement dû à la réflexion est donc égale à :

$$\boxed{A = 20 \lg \frac{1}{R} = 80 \text{ dB}} \tag{81}$$

On mentionnera, pour mémoire, le gain de 0,4 dB produit par le changement de fréquence qui accompagne la réflexion.

Le calcul de la bande passante est identique à celui fait en 2.4. à propos de l'amplificateur paramétrique. Seul le domaine d'approximations est différent. Puisqu'ici $n\psi_M$ est petit, la formule (54) devient :

$$R = R_M\left(1 - \frac{n^2-1}{3}\psi_M\Delta\psi\right) \ . \tag{82}$$

Et l'on obtient, en définissant encore la bande passante par les points à 3 dB ($R = 0{,}7\ R_M$) :

$$\frac{2\Delta f}{f_M} = \frac{2\Delta\theta}{\theta_M} = \frac{4}{\pi}\sqrt{2\Delta u - \Delta\psi} \# \frac{2}{n} \ . \tag{83}$$

Dans le cas particulier considéré ici, la bande relative est donc de l'ordre de l'octave.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MANLEY J.M. et ROWE H. — Some general properties of non linear elements. Part I general energy relations. *Proc. IRE*, **44**, 904 (1956).

[2] ROWE H.E. — Some general properties of non linear elements part II. Small signal theory. *Proc. IRE*, **46**, 850 (1958).

[3] HEFFENER H. et WADE G. — Gain, band width and noise characteristics of the variable parameter amplificated. *J. Appl. Phys.*, **29**, 1321 (1958).

[4] DACHERT F. — Théorie de l'amplificateur paramétrique à diode. *Ann. Radioélec.*, **15**, 109 (1960).

[5] SIMON J.C. — Action d'une perturbation progressive sur une onde électromagnétique guidée. *Ann. Radioélec.*, **14**, 3 (1959).

[6] OLINER A.A., HESSEL A. — Wave propogation in a medium with a progressive sinusoïdal disturbance. *IRE Trans. MTT*, **9**, 337 (1961).

[7] CARTIER. — Etude d'un guide d'onde soumis à une perturbation progressive. Rapport CSF/DPA 1853. R.S. du 29 mars 1961.

[8] STRATTON J.A. — Théorie de l'électromagnétisme. Dunod, Paris 1961.

[9] BROUSSAUD G. — Etude de la diffraction des ondes électromagnétiques par un réseau de plaques percées de trous. *Ann. Radioélec.*, **10**, 42 (1955).

[10] BROUSSAUD G., FAGOT J., ORTUSI J. — Brevet français n° 864.393 déposé le 9 juin 1961.

[11] BLACHIER B., LEIBA E. et N'GUYEN VAN TRAN. — Système de communication ultra haute fréquence. Brevet français n° 942.845 déposé le 26 juillet 1963.

[12] BLACHIER B., N'GUYEN VAN TRAN et LEIBA E. — Interaction de deux ondes dans l'ionosphère. Application aux radiocommunications à longue distance. 6e *Conférence internationale sur les Phénomènes d'Ionisation dans les Gaz*. Paris, Juillet 1963. Serma édit.

[13] BLACHIER B., LEIBA E. et N'GUYEN VAN TRAN. — Système de communications ultra haute fréquence. Brevet français n° 950.325. déposé le 15 janvier 1964.

[14] DENISSE J.F. et DELCROIX J.L. — Théorie des ondes dans les plasmas. Dunod. Paris 1961.

ANNEXE I

Soit, sur une ligne de transmission fermée sur son impédance caractéristique, un obstacle non absorbant. Pour un mode donné, il est toujours possible de trouver un plan, appelé plan de symétrie électromagnétique, où les coefficients de transmission et de réflexion peuvent s'écrire :

$$\boxed{\begin{aligned} t &= i \sin u e^{i\varphi} \\ r &= \cos u e^{i\varphi} \end{aligned}}$$

Nous appellerons u le paramètre caractéristique de l'obstacle et φ le facteur de phase.

Dans le cas où l'obstacle est mince, on a de plus :

$$\varphi = \pi + u.$$

Un seul paramètre suffit à le représenter.

Si u est positif, l'obstacle est équivalent à une capacitance ; si u est négatif, il est équivalent à une inductance.

Considérons alors une suite de n obstacles identiques répartis le long d'une ligne de transmission (fig. *a*-1).

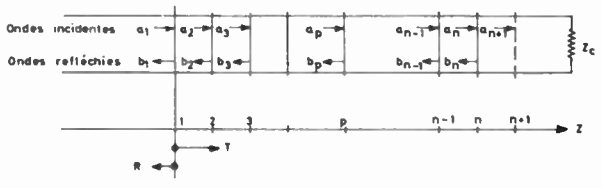


FIG. *a*1.

Soit $\theta = \dfrac{2\pi l}{\lambda}$ l'angle électrique entre deux obstacles consécutifs. Désignons par a les ondes se dirigeant dans le sens positif, par b les ondes se dirigeant en sens inverse ; a_p et b_p sont comptés sur l'obstacle de même indice.

On peut écrire, au niveau de chaque obstacle :

$$\begin{cases} a_p = e^{-i\theta} t a_{p-1} + e^{-2i\theta} r b_p \\ b_p = e^{-i\theta} t b_{p+1} + r a_p \end{cases}.$$

Rapporté au plan du premier obstacle, le coefficient de transmission T s'écrit :

$$T = \frac{a_{n+1}}{a_1} e^{in\theta}$$

soit :

$$T = |T| e^{i\Phi} = |T| e^{i(n\theta + \phi')}.$$

On trouve :

$$|T|^2 = \frac{1}{1 + \cot^2 u . P_{n-1}^2(x)}$$

et :

$$\operatorname{tg} \Phi' = \frac{\cos(\theta - \varphi)}{\sin u} \times \frac{P_{n-1}(x)}{\dfrac{x}{2} P_{n-1}(x) - P_{n-2}(x)},$$

avec :

$$x = \frac{2 \sin(\theta - \varphi)}{\sin u}.$$

$P_n(x)$ est le polynôme électrosphérique d'ordre n, défini par la relation de récurrence :

$$P_{n-1}(x) + P_{n+1}(x) = x P_n(x),$$

avec :

$$P_0(x) = 1 \quad \text{et} \quad P_1(x) = x.$$

Dans ce qui suit, la variable sera l'angle électrique θ qui représente à la fois l'écartement entre deux obstacles et la fréquence de l'onde considérée.

L'expression de $|T|^2$ se simplifie en écrivant $P_n(x)$ au moyen de fonction trigonométriques. Il faut alors distinguer deux cas :

1° Si $|x| < 2$. On pose $x = 2\cos\psi$ et l'on a alors :

$$P_{n-1}(x) = \frac{\sin n\psi}{\sin \psi} \ ;$$

2° Si $|x| > 2$. On pose $x = 2\,\mathrm{ch}\,\psi$ et l'on a :

$$P_{n-1}(x) = \frac{\mathrm{sh}\, n\psi}{\mathrm{sh}\, \psi} \ .$$

La discussion des formules précédentes conduit aux résultats suivants :

Le réseau constitue un filtre passe bande ; la bande passante correspond à $|x| < 2$, c'est-à-dire à :

$$\varphi - y < \theta < \varphi + u.$$

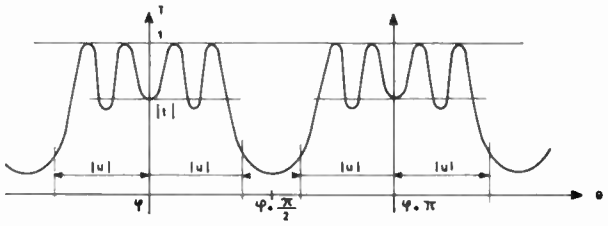


FIG. a2.

Il y a, dans cet intervalle, $n - 1$ maximums.

En ces points, la transmission du réseau est égale à 1.

Au centre de la bande ($\theta = \varphi$), il y a un maximum si n est pair, un minimum si n est impair.

Hors de cette bande, c'est-à-dire pour $|x| > 2$, la transmission décroît de façon exponentielle.

La courbe de transmission a alors l'allure de celle tracée sur la figure A-2 dans le cas d'un réseau de cinq obstacles.

ANNEXE II

L'obstacle élémentaire étant constitué par une double discontinuité diélectrique, la méthode précédente permet, de la même façon, le calcul des paramètres t et r correspondants. Soient τ et ρ les coefficients de transmission et de réflexion des discontinuités P_1 et P_2 qui délimitent l'obstacle diélectrique (fig. A-3). Du fait de la différence d'indice qui caractérise les milieux adjacents, les valeurs de τ et de ρ sont fonction du sens de propagation. On utilisera l'indice 1.2. pour marquer que l'onde considérée passe du milieu 1 (extérieur) au milieu 2 (intérieur) et l'indice 2.1. dans le cas contraire.

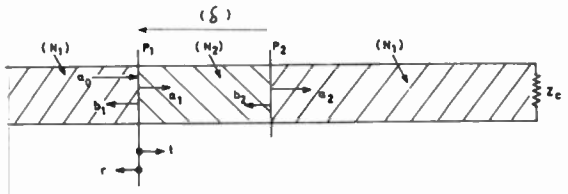


FIG. a3.

Entre les ondes a qui se propagent de gauche à droite, et les ondes b, qui se propagent de droite à gauche, on a alors les relations :

$$\begin{aligned} a_1 &= \tau_{12}\, a_0 + q\, \rho_{21}\, b_2 \\ a_2 &= q\, \tau_{21}\, a_1 \\ b_1 &= \rho_{12}\, a_0 + q\, \tau_{21}\, b_2 \\ b_2 &= q\, \rho_{21}\, a_1 \end{aligned}$$

avec ici $q = e^{-i\delta}$, δ mesurant la longueur électrique qui sépare les plans P_1 et P_2.

En résolvant le système précédent, on trouve :

$$a_2 = q a_0 \frac{\tau_{12}\tau_{21}}{1 - q^2\rho_{21}^2}$$

$$b_1 = a_0\left[\rho_{12} - q^2\rho_{21}\frac{\tau_{12}\tau_{21}}{1-q^2\rho_{21}^2}\right].$$

Si N_1 et N_2 sont les indices correspondants aux milieux 1 et 2, on a, d'après les formules de Fresnel :

$$\tau_{12} = \frac{2N_1}{N_1+N_2} \qquad \tau_{21} = \frac{2N_2}{N_1+N_2}$$

$$\rho_{12} = \frac{N_2-N_1}{N_1+N_2} \qquad \rho_{21} = \frac{N_1-N_2}{N_1+N_2} = -\rho_{12}$$

d'où le coefficient de réflexion global :

$$t = \frac{a_2}{qa_0} = \frac{4N_1N_2}{(N_1+N_2)^2 - q^2(N_1-N_2)^2}$$

ou encore en supposant l'écart $N_2 - N_1$ petit et en posant

$$N_1 = N - \Delta N \quad \text{et} \quad N_2 = N + \Delta N \quad :$$

$$t = \frac{1-\left(\frac{\Delta N}{N}\right)^2}{1-q^2\left(\frac{\Delta N}{N}\right)^2}$$

cette fonction passe par un maximum égal à 1 lorsque $q^2 = 1$, et par un minimum (bande coupée) égal à :

$$t \# 1-2\left(\frac{\Delta N}{N}\right)^2 = 1-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon}\right)^2$$

lorsque

$$q^2 = 1 \qquad \left(\delta = \frac{\pi}{2}\right).$$

Comme on a, par ailleurs, de la définition même de Δu :

$$|t| = 1-\frac{1}{2}(\Delta u)^2$$

on a bien : $\Delta u = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon}$.

ANNEXE III

Dans le cas général de l'incidence oblique, les formules de Fresnel s'écrivent :

a) pour une onde dont le vecteur électrique est perpendiculaire au plan d'incidence :

$$\rho_\perp = \frac{\cos\varphi - \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - \sin^2\varphi}}{\cos\varphi + \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - \sin^2\varphi}}$$

b) pour une onde dont le vecteur électrique est parallèle au plan d'incidence :

$$\rho_{\parallel} = \frac{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cos\varphi - \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - \sin^2\varphi}}{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cos\varphi + \sqrt{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - \sin^2\varphi}}$$

En posant comme précédemment :

$$N_1 = N - \Delta N$$

et

$$N_2 = N + \Delta N$$

et en supposant ΔN petit devant N, ces formules deviennent :

$$\rho_\perp = \frac{1}{\cos^2\varphi}\,\frac{\Delta N}{N} \quad \text{et} \quad \rho_{\parallel} = \frac{\cos 2\varphi}{\cos^2\varphi}\,\frac{\Delta N}{N}.$$

Pour écrire les formules relatives à l'incidence oblique à partir des formules relatives à l'incidence normale, il suffit donc de multiplier les écarts relatifs $\Delta N/N$ ou $\Delta\varepsilon/\varepsilon$ par :

$\frac{1}{\cos^2\varphi}$ si l'onde est du type $E_\perp$

et par $\frac{\cos 2\varphi}{\cos^2\varphi}$ si l'onde est du type $E_{/\!/}$.

Détermination et mesure des coefficients de stabilité intrinsèques DES AMPLIFICATEURS A ADMITTANCE VARIABLE

PAR

H. BAUDRAND

Laboratoire d'Electronique et Haute Fréquence
Toulouse

1. Introduction

L'étude des amplificateurs paramétriques à trois fréquences se ramène à celle de quadripôles non réciproques représentant le passage de la fréquence f_s à la fréquence f_p+f_s ou f_p-f_s (f_p, fréquence de pompe, f_s fréquence signal).

L'amplificateur peut être utilisé en transmission. Les accès aux fréquences $f_1=f_s$ et $f_2=f_p+f_s$ ou f_p-f_s sont alors connectés à des quadripôles réciproques purement réactifs (filtres) Q_1, Q_2. Si l'accès à la fréquence f_2 est chargé par une impédance z_2, l'amplificateur est utilisé en réflexion. Dans tous les cas, le quadripôle de changement de fréquence C est précédé et suivi de quadripôles Q_1 et Q_2 non dissipatifs. Q_1 et Q_2 sont choisis pour que l'amplificateur ait des performances déterminées (gain, largeur de bande, facteur de bruit).

On peut concevoir une étude d'amplificateurs paramétriques dont les résultats ne dépendront pas de ces quadripôles Q_1 et Q_2. On mettra ainsi en évidence des coefficients indépendants des adaptateurs, sans pertes, placés avant et après le quadripôle C; ceux-ci seront d'autre part exprimés de la même manière en fonction des paramètres y_{ij}, z_{ij} ou h_{ij}, choisis pour définir le quadripôle C [1, 2]. Ils sont au nombre de trois (réels) : S, d, δ.

Après avoir défini S, d, δ, nous étudierons diverses méthodes pour les mesurer, puis nous nous proposerons de mettre en lumière l'intérêt qu'ils présentent pour l'étude et la réalisation d'amplificateurs paramétriques à admittance non linéaire.

2. Invariants dans un quadripôle

Soit $\mathcal{C}$ la matrice d'ondes du quadripôle C :

$$\begin{vmatrix} A_1 \\ B_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} B_2 \\ A_2 \end{vmatrix}$$

Considérons la matrice :

$$\mathcal{C}^r = \begin{vmatrix} C_{11}^* & -C_{21}^* \\ -C_{12}^* & C_{22}^* \end{vmatrix}$$

ainsi que : $P = \mathcal{C}\,\mathcal{C}^r$.

Si l'on a maintenant un quadripôle C' tel que :

$$\mathcal{C}' = Q_1 \mathcal{C} Q_2 \qquad (1)$$

on a :

$$P' = \mathcal{C}'\mathcal{C}'^r = Q_1 P Q_1^{-1}$$

(Q_1 et Q_2 sont supposés purement réactifs réciproques).

P' est transmuée de P, les valeurs propres de P sont donc les mêmes que celles de P. L'équation caractéristique s'écrit :

$$\lambda^2 - (|C_{11}|^2 + |C_{22}|^2 - |C_{12}|^2 - |C_{21}|^2)\lambda + |\text{dét } \mathcal{C}|^2 = 0$$

L'expression :

$$S = \frac{|C_{11}|^2+|C_{22}|^2-|C_{12}|^2-|C_{21}|^2}{2|\text{dét } \mathcal{C}|}$$

est donc indépendante des quadripôles Q_1 et Q_2.

En tenant compte des relations énergétiques reliant les coefficients de transmission r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} d'un quadripôle inconditionnellement stable, on vérifie que $S \geqslant 1$.

S est appelé coefficient de stabilité intrinsèque du quadripôle. Il a été mis en évidence pour la première fois en 1955 à propos de la perte d'insertion d'un quadripôle dissipatif [3]. Cette notion a été reprise depuis par de nombreux auteurs [1, 4, 5], de diverses manières, en particulier en ce qui concerne l'introduction de S [15].

1° *Si* $S > 1$

P a deux valeurs propres λ_1, λ_2 positives. On peut écrire :

$$P = \mathcal{M}\begin{vmatrix}\lambda_1 & 0\\ 0 & \lambda_2\end{vmatrix}\mathcal{M}^{-1} = P^r = \mathcal{M}^{-1r}\begin{vmatrix}\lambda_1 & 0\\ 0 & \lambda_2\end{vmatrix}\mathcal{M}^r.$$

La matrice $\mathcal{M}$ vérifie :

$$\begin{vmatrix}\lambda_1 & 0\\ 0 & \lambda_2\end{vmatrix}\mathcal{M}^r\mathcal{M} = \mathcal{M}^r\mathcal{M}\begin{vmatrix}\lambda_1 & 0\\ 0 & \lambda_2\end{vmatrix}$$

par suite, $\mathcal{M}^r\mathcal{M}$ est une matrice diagonale, $\mathcal{M}$ étant définie à une matrice diagonale multiplicative près à droite, nous pouvons choisir $\mathcal{M}^r\mathcal{M} = 1$ (matrice unité), ce qui exprime que $\mathcal{M}$ peut être la matrice de chaîne d'un quadripôle sans pertes.

Il existe donc deux quadripôles M_1 et M_2 tels que :

$$\mathcal{M}_1\,\mathcal{C}\,\mathcal{M}_2 = \begin{vmatrix}\sqrt{\lambda_1}e^{j\delta} & 0\\ 0 & \sqrt{\lambda_2}\end{vmatrix}$$

avec :

$$e^{j\delta} = \frac{\text{dét } \mathcal{C}}{|\text{dét } \mathcal{C}|}.$$

Le quadripôle est complètement adaptable. Des considérations physiques nous permettent d'affirmer que λ_1 et λ_2 sont des extrêmums de puissance transmise par le quadripôle [4].

Posons $S = \text{ch } u$. Soient z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22} les termes de la matrice impédance. Nous définirons le signe de u par l'inégalité $u\ \mathcal{R}(z_{11}) < 0$.

a) $u > 0$: On démontre que le gain minimal du quadripôle est égale en nepers à $u - \text{Log}|\text{dét } \mathcal{C}|$ (sens $1 \to 2$).

b) $u < 0$: Le gain maximal du quadripôle est égal à $u - \text{Log}|\text{dét } \mathcal{C}|$, u se présente donc comme une perte d'insertion. Pratiquement, les quadripôles de ce type sont les plus fréquents (transistors, ou amplificateurs paramétriques inconditionnellement stables).

On a :

$$\text{dét } \mathcal{C} = \frac{r_{12}}{r_{21}} = \frac{z_{12}}{z_{21}} = \frac{y_{12}}{y_{21}} = \frac{h_{12}}{h_{21}} = de^{j\delta}$$

$de^{j\delta}$ est indépendant des quadripôles réciproques placés à l'entrée et à la sortie du quadripôle $\mathcal{C}$.(dét $\mathcal{C} = 1$ pour un quadripôle réciproque).

Si $S = 1$, on démontre que [6, 7] :

$$\mathcal{C} = \begin{vmatrix}\sqrt{d}\,e^{j\delta/2} & 0\\ 0 & \sqrt{d}\,e^{j\delta/2}\end{vmatrix} Q_1 Y Q_2$$

Q_1, Q_2 étant deux quadripôles non dissipatifs réciproques, Y, un obstacle mince actif ou passif. La valeur de S ne permet pas de conclure, dans ce cas, sur la stabilité du quadripôle.

2° $+1 < S < -1$

Posons $S = \cos 2\varphi$. Réalisons le montage suivant (fig. 1).

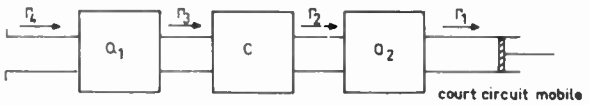


FIG. 1.

Quand on fait varier la position du c.c. mobile, les images de Γ_1 et Γ_2 décrivent le cercle de rayon unité. L'image de Γ_3 décrit un cercle (γ), celle de Γ_3 un cercle (γ') transformé de (γ) par une transformation homographique :

$$\Gamma_4 = \frac{d^* + c^*\Gamma_3}{c + d\Gamma_3}$$

avec $|c|^2 - |d|^2 = 1$.

Le cercle $|\Gamma| = 1$ est invariant dans cette transformation. Donc, l'angle du cercle (γ') avec le cercle $|\Gamma| = 1$ est indépendant des quadripôles Q_1, Q_2. Pour le calculer, il suffit de prendre un quadripôle particulier de la famille définie par les divers choix de Q_1 et Q_2. Nous avons choisi le suivant [7] :

$$\mathcal{C} = \begin{vmatrix}\sqrt{d}\,e^{j\delta/2} & 0\\ 0 & \sqrt{d}\,e^{j\delta/2}\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\cos\varphi & j\sin\varphi\\ j\sin\varphi & \cos\varphi\end{vmatrix}$$

on a alors :

$$\Gamma_3 = \frac{j\sin\varphi + \cos\varphi\, e^{j\theta}}{\cos\varphi + j\sin\varphi\, e^{j\theta}}. \qquad (2)$$

L'ordonnée du centre Ω du cercle (γ) est égale à $\text{tg } 2\varphi$, (γ) passe par les points $+1$ et -1. Soit T un point d'intersection de (γ') avec le cercle unité de centre O. L'angle (TO, TO') est donc égal à 2φ quels que soient Q_1 et Q_2 (fig. 2).

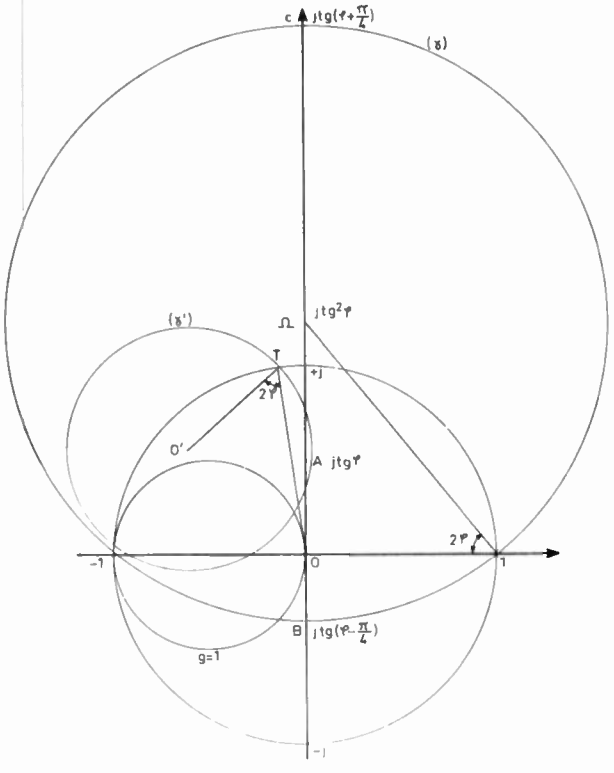


FIG. 2.

Les deux ensembles de quadripôles ($u > 0$ et $u < 0$) que nous avons mis en évidence au paragraphe précédent (pour $S > 1$) se retrouvent ici ($\varphi > 0$ et $\varphi < 0$), ils se déduisent l'un de l'autre par adaptation (on peut faire correspondre à chaque quadripôle du premier ensemble un quadripôle du second par une formule analogue à (1)) ; par suite, φ sera déterminé, au signe près, pour un quadripôle donné. Nous conviendrons de prendre :

$$0 \leqslant \varphi \leqslant \frac{\pi}{2}.$$

Cherchons la transformée d'une charge adaptée à travers $\mathcal{C}$. Il vient immédiatement :

$$\Gamma_3(0) = j \operatorname{tg} \varphi.$$

Le point A représentatif est inférieur à (γ) suivant la valeur de S du quadripôle.

a) si $S > 0$ (cas de la fig. 2), on a $0 < \varphi < \frac{\pi}{4}$.

Le point A est sur le segment BC. Le point A' transformé de A sera donc intérieur au cercle (γ'), d'après les propriétés de la transformation homographique des coefficients de réflexion par un quadripôle sans pertes. Il en sera de même pour les transformées de tous les points $|\Gamma_1| < 1$.

Ainsi, si le quadripôle $\mathcal{C}$ *est stable pour tout dipôle de fermeture purement réactif, il le sera encore pour un dipôle passif. Les gains maximal et minimal en réflexion en fonction de la valeur de la charge, seront obtenus pour des fermetures purement réactives.*

b) $S < 0$: L'image de $\Gamma_3(0)$ est extérieure au segment BC, c'est-à-dire :

$$\operatorname{tg} \varphi > \operatorname{tg}\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right) > 0 > \operatorname{tg}\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right).$$

L'intérieur du cercle unité se transforme en l'extérieur du cercle γ'. Le quadripôle ne peut plus être inconditionnellement stable par rapport à la charge.

3° $S < -1$

La matrice $P = \mathcal{C}^r\mathcal{C}$ est diagonalisable. Les deux valeurs propres sont négatives. Soit :

$$P_1 = \mathcal{C}_1^r\,\mathcal{C}_1 = \begin{vmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{vmatrix}$$

le quadripôle C_1 ne peut être complètement adaptable (cela nécessiterait λ_1, $\lambda_2 > 0$). Il existe cependant un quadripôle particulier dont la matrice est égale à :

$$\mathcal{C}_1 = \begin{vmatrix} 0 & \sqrt{|\lambda_1|}\, e^{j\delta} \\ -\sqrt{|\lambda_2|} & 0 \end{vmatrix}$$

ou

$$\mathcal{C}_2 = \begin{vmatrix} 0 & -\sqrt{|\lambda_2|}\, e^{j\delta} \\ \sqrt{|\lambda_1|} & 0 \end{vmatrix}$$

On a :

$$\mathcal{D}_1 = \mathcal{C}_1\mathfrak{J} = \begin{vmatrix} \sqrt{|\lambda_1|}\, e^{j\delta} & 0 \\ 0 & \sqrt{|\lambda_2|} \end{vmatrix} = \mathfrak{J}\mathcal{C}_2,$$

avec $$\mathfrak{J} = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$$

D_1 est un atténuateur non réciproque ($u < 0$), dont les valeurs de d et δ sont identiques à celles de C, son coefficient de stabilité est égal à $-S$.

Le quadripôle est donc équivalent à la chaîne représentée en figure 3 ou à celle de la figure 4.

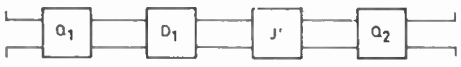


FIG. 3.

FIG. 4.

Ainsi, le circuit de sortie étant terminé par une charge purement réactive, le gain du quadripôle en réflexion est supérieur à l'unité quand il est pris dans un sens (fig. 4), et inférieur à l'unité quand on permute l'entrée

et la sortie (fig. 3). L'effet du quadripôle J' est de changer le signe de l'énergie incidente dans D_1. Soient W_1, W_2 les valeurs des énergies rentrantes dans $\mathcal{C}$ (fig. 3).

— Si $W_1 > 0$, $W_2 > 0$, le rapport W_2/W_1 passe par un maximum égal à $-|u| - \mathrm{Log}|d|$ ($\mathrm{ch}\, u = -S$).

— Si $W_1 < 0$, $W_2 < 0$, le maximum de W_2/W_1 est égal à $-|u| + \mathrm{Log}|d|$.

Ces valeurs doivent être permutées quand on considère le quadripôle de la figure 4.

Si $S = -1$, la valeur de S ne permet pas de conclure sur le comportement du quadripôle, l'image du coefficient de réflexion à l'entrée décrit un cercle tangent au cercle unité quand la sortie est fermée sur une réactance variable. Ce cercle est extérieur au cercle unité dans le cas de la figure 4, intérieur dans l'autre cas.

3. Méthodes de mesures

1° *Mesures de $de^{j\delta}$*

On a :

$$d = \left|\frac{r_{12}}{r_{21}}\right| = \sqrt{\frac{\text{gain inverse}}{\text{gain direct}}}.$$

Quel que soit le réseau réciproque entourant l'amplificateur, le rapport des gains est constant, la mesure de d est donc expérimentalement très simple à réaliser, elle ne nécessite aucune adaptation. Nous avons utilisé le montage de la figure 5.

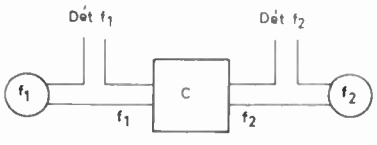


FIG. 5.

Les deux générateurs marchent successivement, les détecteurs ont été étalonnés en puissance, ainsi que les générateurs.

Le déphasage δ est une fonction de l'origine choisie pour mesurer la phase de la tension pompe, dans un amplificateur à trois fréquences. Dans un changeur de fréquences, δ est connu à une constante additive près, il est possible de mesurer des variations relatives de δ par comparaison avec un mélangeur fixe M_1 (fig. 6), quand la phase de la pompe varie [8].

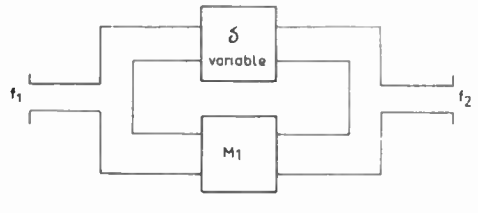


FIG. 6.

2° *Mesures de S*

Les mesures de S s'effectuent par des méthodes réalisables à toutes fréquences. Elles nécessitent des adaptateurs non dissipatifs, ainsi que des réactances variables, donc elles semblent particulièrement adaptées aux techniques micro-ondes.

Nous avons opéré en bande X pour des raisons pratiques de réalisation de mélangeurs.

a) $S > 1$

Prenons le cas $u < 0$. Le circuit expérimental est représenté sur la figure 7.

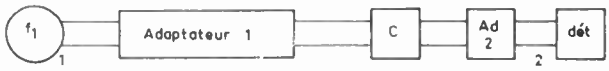


FIG. 7.

En jouant sur les deux adaptateurs, le gain dans le sens $1 \to 2$ passe par un maximum égal à :

$$G_{12} = e^{u-|d|} = \left|\frac{r_{21}}{r_{12}}\right| (S - \sqrt{S^2-1}). \qquad (3)$$

En permutant l'entrée et la sortie de $\mathcal{C}$, et en répétant l'opération, on a :

$$G_{21} = \left|\frac{r_{12}}{r_{21}}\right| (S - \sqrt{S^2-1})$$

d'où

$$\sqrt{G_{12}G_{21}} = S - \sqrt{S^2-1}.$$

c'est à dire: $S = \dfrac{1 + G_{12}G_{21}}{2\sqrt{G_{12}G_{21}}}$.

Dans le cas $u > 0$, il faut prendre les minimums des gains. Il existe une méthode différente qui présente l'avantage de ne nécessiter l'emploi que d'un détecteur étalonné, alors qu'il en faut deux pour la précédente.

Le bras 2 du quadripôle est fermé sur une réactance variable (court-circuit mobile par exemple) (fig. 8) :

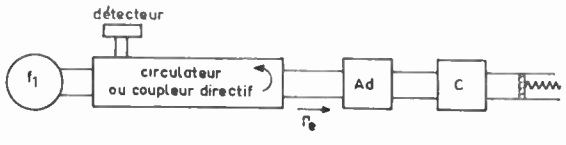


FIG. 8.

Le court-circuit étant dans une position quelconque, dans une première manipulation, on règle l'adaptateur de manière à annuler le coefficient de réflexion à l'entrée ($\Gamma_e = 0$). Le courant détecté est nul. Le court-circuit est ensuite déplacé. L'image de Γ_e décrit alors

un cercle passant par l'origine. $|\Gamma_e|$ passe par un maximum $|\Gamma_e|_{max}$ pour une certaine position du court-circuit. On a :

$$|\Gamma_e|_{max} = \frac{2}{e^{2u}+e^{-2u}}$$

d'où

$$S = \frac{1}{|\Gamma_e|_{max}} . \qquad (4)$$

Cette méthode est rapide et précise tant que S n'est pas trop grand (faibles pertes). Si S est très supérieur à l'unité, $|\Gamma_e|_{max}$ est très faible, et le couplage direct de la source au détecteur n'est plus négligeable devant le coefficient de réflexion. Si une ligne de mesure est utilisée, la lecture d'un taux d'ondes stationnaires très voisin de l'unité entraîne une incertitude relative sur S importante.

b) $-1 < S < +1$

Une méthode basée sur un minimum de gain en transmission a été décrite par ROLLETT [1]. Ce minimum se produit quand la charge devient purement réactive. Expérimentalement cette méthode est difficile à utiliser pour cette raison, d'autant plus qu'elle n'est applicable que dans le cas où S, ρ_{11}, ρ_{22} sont positifs (ρ_{11} et ρ_{22} sont les parties réelles des termes γ_{11}, γ_{22} d'une matrice impédance, admittance ou hybride du quadripôle, C).

Nous avons opéré comme précédemment (fig. 8). Le circulateur peut être remplacé par une ligne de mesure, il est alors inutile d'étalonner le détecteur. Il est possible aussi de supprimer l'adaptateur, puis de mesurer l'angle du cercle γ, lieu du coefficient de réflexion à l'entrée avec le cercle unité. L'indétermination sur le signe de S est levée grâce à la propriété que nous avons démontrée plus haut. Si $S > 0$, l'image de Γ_e sera à l'intérieur de (γ) pour une fermeture passive du quadripôle C, et à l'extérieur de (γ) si $S < 0$.

La précision sur la valeur de S est très bonne si le cercle (γ) est déterminé par beaucoup de points de mesure.

Soit r_e la résistance ou la conductance d'entrée du quadripôle quand la sortie est fermée par une réactance variable. r_e passe par deux extrêmes $r_{e\min}$ et $r_{e\max}$. Un calcul rapide nous permet de déterminer S. On a :

$$\operatorname{tg}^2\left(\varphi + \frac{\varepsilon\pi}{2}\right) = \frac{-r_{e\,min}}{r_{e\,max}} \qquad \begin{matrix} \varepsilon = 0 & \text{si } \rho_{22} > 0 \\ \varepsilon = 1 & \text{si } \rho_{22} < 0 \end{matrix}$$

d'où :

$$|S| = \frac{|r_{e\,max} + r_{e\,min}|}{|r_{e\,max} - r_{e\,min}|} . \qquad (5)$$

On a également :

$$|S| = \left| \frac{1 - |\Gamma_e|_{max}\,|\Gamma_e|_{min}}{|\Gamma_e|_{max} - |\Gamma_e|_{min}} \right| . \qquad (6)$$

Cette dernière égalité est vérifiée quand (γ) n'entoure pas l'origine. Si (γ) entoure l'origine, on a :

$$|S| = \frac{1 + |\Gamma_e|_{max}\,|\Gamma_e|_{min}}{|\Gamma_e|_{max}\,|\Gamma_e|_{min}} . \qquad (7)$$

c) $S < -1$

Le dispositif expérimental est le même que précédemment. Il convient cependant de choisir le sens du quadripôle de manière à ce que $|\Gamma_e|$ soit inférieur à l'unité. On a alors :

$$|\Gamma_e|_{max} = \frac{1}{|S|} .$$

Si le quadripôle est près dans l'autre sens, le cercle (γ) est extérieur au cercle unité.

4. Applications

4.1. AMPLIFICATEURS A RÉACTANCE NON LINÉAIRE

Supposons que le schéma équivalent de l'élément non linéaire soit celui représenté en figure 9.

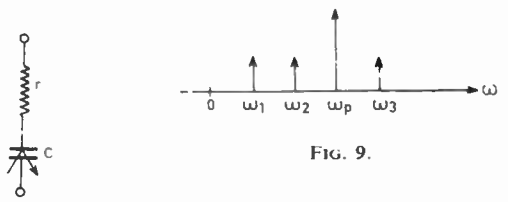


FIG. 9.

La matrice impédance d'un amplificateur paramétrique ayant pour partie active un tel élément, s'écrit [9] :

soit : $\begin{vmatrix} r + \dfrac{s_0}{j\omega_1} & -\dfrac{s_1}{j\omega_2} \\ \dfrac{s_1^*}{j\omega_1} & r - \dfrac{s_0}{j\omega_2} \end{vmatrix}$ si $\omega_2 = \omega_p - \omega_1$,

soit : $\begin{vmatrix} r + \dfrac{s_0}{j\omega_1} & \dfrac{s_1}{j\omega_3} \\ \dfrac{s_1^*}{j\omega_1} & r + \dfrac{s_0}{j\omega_3} \end{vmatrix}$ si $\omega_3 = \omega_p + \omega_1$.

On a [7] :

$$S = \frac{2\,\mathcal{R}(z_{11})\,\mathcal{R}(z_{22})}{|z_{12}z_{21}|} - \frac{\mathcal{R}(z_{12}z_{21})}{|z_{12}z_{21}|}$$

ce qui s'écrit :

$$S = \frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1+\varepsilon x)} + \varepsilon \qquad (8)$$

avec $\varepsilon = +1$ pour un amplificateur à bande latérale supérieure,

$\varepsilon = -1$ pour un amplificateur à bande latérale inférieure,

$$x = \frac{\omega_1}{\omega_p} < 1.$$

Ce que nous venons de voir nous permet, à partir de la formule (8), de retrouver les propriétés de stabilité et de gain en transmission des amplificateurs paramétriques à trois fréquences. Ces propriétés sont maintenant bien connues [10]. Nous nous bornerons à faire les remarques suivantes :

— un amplificateur paramétrique à réactance non linéaire à trois fréquences vérifie toujours $u \leqslant 0$ (bande latérale supérieure) et $S \geqslant -1$ (bande latérale inférieure instable) :

— les conditions de stabilité et les gains maximaux en transmission peuvent s'exprimer toujours en fonction du terme $|s_1|/r\omega_p$ et de la fréquence du signal.

Si nous fermons l'un des signaux ω_2 ou ω_3 sur une réactance jx_2 ou jx_3, la matrice du quadripôle obtenu a la forme suivante :

$$z = \begin{vmatrix} z_{11} - \dfrac{z_{13}z_{31}}{z_3 + z_{33}} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix} \quad (z_{23} \text{ et } z_{32} \text{ sont supposés nuls}).$$

Soient S_{12} le coefficient de stabilité du quadripôle $\omega_1 \to \omega_2$ et S_{13} celui du quadripôle $\omega_1 \to \omega_3$, on a :

$$S_{12} = \frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1-x)} - 1 + 2\frac{1-x}{1+x}\,\Re\frac{1}{1+j\dfrac{(x_3 - s_0/\omega_3)}{r}}$$

$$S_{13} = \frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1+x)} + 1 - 2\frac{1+x}{1-x}\,\Re\frac{1}{1-j\dfrac{(x_2 - s_0/\omega_2)}{r}}$$

Un circuit Idler sur ω_3 contribue à augmenter le coefficient de stabilité de l'amplificateur à bande latérale inférieure. C'est l'inverse pour un amplificateur à bande latérale supérieure. Quand x_2 et x_3 varient, les propriétés extrêmales des amplificateurs à quatre fréquences sont résumées dans les inégalités suivantes :

$$\frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1-x)} - 1 < S_{12} < \frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1-x)} + \frac{1-3x}{1+x} \qquad (9)$$

$$\frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1+x)} - \frac{1+3x}{1-x} < S_{13} < \frac{2r^2\omega_p^2}{|s_1|^2/x(1+x)} + 1. \qquad (10)$$

Le réglage optimal du circuit Idler ($S_{13\min}$) d'un amplificateur à bande latérale supérieure peut être vérifié expérimentalement grâce à la formule (10).

En fonction de la puissance pompe, $S_{13\min}$ varie en effet de la manière suivante :

$$S_{13\,\min} = \frac{A}{W_p} - \frac{1+3x}{1-x}$$

(cela suppose $|s_1|^2 = k\,W_p$, ce qui est vrai tant que les effets de second ordre sont négligeables).

Quelques mesures à différents W_p permettent de déterminer l'ordonnée à l'origine $-(1+3x)/(1-x)$.

La formule (8) permet également de vérifier si un dispositif non linéaire ne possède pas de résistance variable en série avec la capacité variable. On doit avoir alors : $\lim. (S)_{W_p \to \infty} = -1$.

Notons enfin que la détermination expérimentale du terme $|s_1|/r\omega_p$ est précieuse pour le calcul des températures optimales de bruit d'un amplificateur paramétrique. Celles-ci peuvent en effet s'exprimer en fonction de x et $|s_1|/r\omega_p$ et une connaissance directe de $|s_1|$ et de r est souvent impossible en hyperfréquence pour les raisons suivantes :

— la résistance série réelle est affectée par les pertes dans les circuits d'accord de l'amplificateur. Celles-ci sont loin d'être négligeables pour les varactors de haute qualité.

— Pour avoir s_1, il est nécessaire de connaître la variation de s en fonction de la tension de polarisation, ainsi que la valeur de la tension pompe si le varactor n'est pas complètement pompe. La mesure de ces diverses grandeurs pose des problèmes technologiques de plus en plus insurmontables à mesure que l'on monte en fréquence.

En dehors de l'étude d'amplificateurs paramétriques nous pouvons appliquer ce que nous venons de voir à la mesure des puissances et des varactors (polarisés en inverse) en hyperfréquences :

a) *Etalonnage d'un détecteur*

Si l'on peut mesurer la puissance d'un signal à une fréquence f_1, il sera toujours possible de mesurer la puissance d'un signal à une fréquence f_2. Il suffira pour cela de faire un changeur de fréquences qui fasse passer de f_1 à f_2, et d'étalonner le cristal détecteur sur f_2 (fig. 5), pour que la mesure de $|d|$ soit identifiable avec f_1/f_2.

b) *Mesure des varactors en hyperfréquences*

La capacité d'un varactor varie suivant la formule $c = K(\phi - V)^{-\alpha}$. A une variation ΔV de la tension de polarisation correspondra une variation $|s_1|$ de la forme :

$$|s_1| = k(\phi - V_0)^{\alpha-1}\Delta V.$$

Si V_p est la tension de pompe on aura donc :

$$S = \frac{A}{V_p^2(\phi - V_0)^{2\alpha-2}} + \varepsilon$$

V_p étant supposé connu, trois mesures permettent de déterminer ϕ et α [11].

La difficulté des mesures en hyperfréquences réside dans le fait que l'on ne peut pas connaître la valeur de la tension hyperfréquence aux bornes de l'élément actif du varactor.

Il est possible cependant de maintenir la tension pompe constante aux bornes du varactor dans un petit intervalle de variation de la tension de polarisation. Il suffit pour cela d'accorder le circuit pompe de manière à se placer au sommet d'une courbe de résonance (le coefficient de surtension étant relativement faible). Le calcul montre que des variations relatives de S au voisinage d'un point de polarisation, on peut déduire la pente de la variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation. Les résultats que nous avons obtenus ($\alpha = 0{,}34$, $\phi = 0{,}8$ V pour une diode MA4041) sont conformes aux mesures effectuées à basse fréquence. Réciproquement, en considérant ϕ et α constants en fonction de la fréquence, il est donc possible de déduire d'une mesure de S, la valeur de la tension hyperfréquence existant aux bornes d'une jonction.

4.2. Amplificateurs a admittance non linéaire

Nous nous bornerons à l'amplificateur à trois fréquences. Soit une conductance variable G montée en parallèle sur une capacité variable C (le montage série se traiterait d'une manière analogue avec la matrice impédance). Soit Y la matrice admittance de l'amplificateur. On a (C_1 est choisi réel) :

$$Y = \begin{vmatrix} G_0+j\omega_1 C_0 & G_1+j\omega_1 C_1 \\ G_1^*-j\omega_2 C_1 & G_0-j\omega_2 C_0 \end{vmatrix}$$

ou

$$Y = \begin{vmatrix} G_0+j\omega_1 C_0 & G_1^*+j\omega_1 C_1 \\ G_1+j\omega_3 C_1 & G_0+j\omega_3 C_0 \end{vmatrix}$$

L'étude des coefficients de stabilité et de $|d|$ permet de mettre en évidence les propriétés de cet amplificateur [12, 13].

L'influence du déphasage Arg G_1 est très importante sur la stabilité et les gains. Il est possible, pour un dispositif donné, de mesurer ce déphasage. Posons :

$$d_1 = \left| \frac{G_1+j\omega_1 C_1}{G_1^*-j\omega_2 C_1} \right| \quad \text{et} \quad d_2 = \left| \frac{G_1^*+j\omega_1 C_1}{G_1+j\omega_3 C_1} \right|$$

Soient $\quad a = \dfrac{C_1}{|G_1|} \quad$ et $\quad G_1 = |G_1| e^{j\theta}$

d_1 et d_2 sont donnés expérimentalement. On a les deux équations :

$$\frac{1+a^2\omega_1^2+2\omega_1 a \sin\theta}{1+a^2\omega_2^2+2\omega_2 a \sin\theta} = d_1^2 \qquad (11)$$

$$\frac{1+a^2\omega_1^2-2\omega_1 a \sin\theta}{1+a^2\omega_3^2+2\omega_3 a \sin\theta} = d_2^2. \qquad (12)$$

Pour un dispositif donné, celles-ci permettent de calculer a et $\sin\theta$ en fonction de d_1 et d_2. En prenant comme exemple une jonction polarisée en direct, nous avons vérifié que d_1 et d_2 étaient reliés par la relation :

$$d_2^2 - d_1^2 + 2x(d_2^2+d_1^2) - 4d_1^2 d_2^2 x = 0$$

ce qui donne :

$$\theta = 0 \qquad \text{et} \qquad x^2 = \frac{1-d_1^2}{d_1^2\omega_2^2-\omega_1^2}.$$

On peut donc proposer le schéma équivalent de la figure 10 pour une telle jonction.

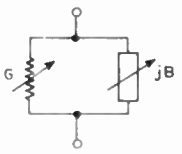


FIG. 10.

L'élément en parallèle sur G est capacitif en général. On ne peut pas cependant parler de capacité puisque B n'est pas fonction linéaire de la fréquence (à la capacité de barrière s'ajoute la capacité de diffusion).

5. Conclusion

Les propriétés des amplificateurs paramétriques, indépendantes des adaptateurs purement réactifs placés de part et d'autre de ceux-ci, ont été mises en évidence d'une manière simple par les matrices de chaînes. Nous n'avons pas étudié le couplage de plusieurs amplificateurs (en cascade ou en réaction). Ces couplages sont intéressants, dans la mesure où ils sont unidirectionnels [14].

L'intérêt des coefficients S et $|d|$ est qu'ils sont mesurables aisément dans tous les cas. Ils sont liés aux performances en bruit et en gain d'un amplificateur, et, par ailleurs, ils peuvent donner des renseignements précieux sur la nature de la non-linéarité d'un mélangeur. Il nous semble intéressant de les étudier avant d'entreprendre toute étude complète d'un dispositif paramétrique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Rollet J.M. — Stability and power gain invariants of non linear two-ports, *I.R.E. trans. on circuit theory*. Vol. CT. 9, pp. 29-32, mars 1962.

[2] Rollet J.M. — Invariant stability parameters. *P.I.R.E.* Août 1962, p. 1 833.

[3] Tomiyasu. — Intrinsic insertion loss of a mismatched microwave network. *I.R.E., M.T.T.*, Vol. M.T.T. 3, pp. 40-44, janvier 1955.

[4] Beatty. — Intrinsic attenuation. *I.E.E.E. Trans. M.T.T.*, vol. M.T.T. 11, pp. 179-182, mai 1963.

[5] Karp M.A. — Power gain and stability. *I.R.E. Trans. on circuit theory*. Vol. CT 4, pp. 339-340, décembre 1957.

[6] Baudrand H., Lefeuvre S. — Classification des quadripôles dissipatifs en hyperfréquence. *C.R. Acad. Sc.*, t. 257, pp.3576-3577, décembre 1963.

[7] BAUDRAND H., LEFEUVRE S. — Invariants dans un quadripôle *C.R. Acad. Sc.*, t. 260, pp. 3008-3009, mars 1965.

[8] LEPICARD C. — Influence du déphasage de la pompe sur un élément à réactance non linéaire. *C.R. Acad. Sc.*, t. 256, pp. 890-891, janvier 1963.

[9] PENFIELD P., RAFUSE R. — Varactors applications. *M.T.T.* press Cambridge. Mars 1962.

[10] BLACKWELL, KOTZEBUE. — Semi-conductors diodes parametric amplifiers. Prentice-Hall Inc, Englewood Cliffs, N.J. 1961.

[11] BAUDRAND H., LEFEUVRE S. — Application du changement de fréquence à l'étude des varactors en hyperfréquences. *Onde Electrique*, mars 1966.

[12] ENGELBRECHT R.S. — Parametric energy conversion by non linear admittance. *P.I.R.E.*, mars 1962, pp. 312-321.

[13] PUCEL R.A. — Pumping conditions for parametric gain with a non linear immitance Element. *P.I.E.E.* mars 1964, pp. 269-276.

[14] MAURER R., LOCHERER K.H. — Low-noise non reciprocal parametric amplifier with power matching at the input and the output. *P.I.E.E.*, novembre 1963, pp. 1589-98.

[15] BAUDRAND H. — Etude des propriétés intrinsèques des mélangeurs de fréquences micro-ondes. Thèse de Doctorat ès Sciences de la Faculté des Sciences de Toulouse. N° d'ordre 271, juin 1966. 3e chapitre.

RELATIONS ÉNERGÉTIQUES EXTRÉMALES ET STABILITÉ D'UN MULTIPOLE ACTIF NON RÉCIPROQUE

PAR

H. BAUDRAND

Laboratoire d'Electronique et Haute-Fréquence (Toulouse)

1. Introduction

Les dispositifs paramétriques sont souvent utilisés avec plusieurs circuits Idler, comme par exemple dans les amplificateurs à pompage par harmoniques, ou les amplificateurs à double bande latérale. Les signaux aux diverses fréquences f_0, f_1 ... f_n, sont supposés faibles ; leur interaction dans l'amplificateur peut être décrite par des relations linéaires :

$$V = ZI \qquad \text{ou} \qquad B = SA$$

avec

$$V = \begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ V_n \end{vmatrix} \quad I = \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ I_n \end{vmatrix} \quad A = \begin{vmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ A_n \end{vmatrix} \quad B = \begin{vmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ B_n \end{vmatrix}$$

Z et S sont des matrices d'ordre n (impédance et diffraction), V_i, I_i, A_i, B_i sont respectivement la tension, l'intensité, l'onde entrante et l'onde sortante (ou leurs conjugués) du signal de fréquence f_i au niveau de l'amplificateur.

— Pour un amplificateur à réactance variable en série avec une résistance fixe (par exemple varactors polarisés en inverse), on a :

$$Z = r + jS\mu$$

μ et r sont des matrices diagonales réelles ($r_i > 0$) S est une matrice hermitique définie positive [1], [2].

— Pour un amplificateur constitué par une résistance variable en série (ou en parallèle) avec une réactance variable, on a :

$$Z = R + jS\mu \text{ (ou } Y = G + j\mu C)$$

R, G, S, C sont des matrices hermitiques définies positives.

L'amplificateur peut être utilisé en réflexion (les signaux aux fréquences f_2, f_3 ... f_n sont alors fermés sur des charges passives), dans ce cas on dit que l'amplificateur est instable, il existe en effet des impédances z_1, z_2 ... z_n ($R(z_i) > 0$) telles que :

$$\text{dét } (Z+z) = 0$$

avec :

$$z = \begin{vmatrix} z_1 & & 0 \\ & z_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & z_n \end{vmatrix}$$

Les problèmes qui se posent pour les amplificateurs à plus de deux fréquences consistent à déterminer les conditions de stabilité ou des gains maximaux (si l'amplificateur est stable) de changement de fréquence. L'étude directe à partir de la matrice impédance du multipôle est très complexe dans le cas général.

Il n'existe de loi simple en effet, que dans le cas des réactances non linéaires (relations énergétiques de Manley et Rowe), des considérations sur les adaptations des bras d'un multipôle par des quadripôles purement réactifs nous ont amenés à considérer les matrices [5] :

$$P(\lambda) = \lambda Z + Z^{+}\lambda$$

et

$$\lambda Z + Z^{*}\lambda$$

2. Relations énergétiques limites et stabilité

2.1. Etude de la matrice $\lambda Z + Z^+\lambda$

Cette matrice hermitique, nous la noterons $P(\lambda)$. Elle est reliée au comportement du multipôle par la propriété suivante :

Un multipôle est stable si et seulement si il existe une matrice diagonale $\lambda = [\lambda_i]$ $(\lambda_i > 0)$ telle que la matrice $P(\lambda)$ soit définie positive.

Supposons d'abord que l'on ait trouvé des valeurs λ_i toutes positives rendant $P(\lambda)$ définie positive. Fermons un bras de M (le n^{ieme}, par exemple) sur une charge quelconque d'impédance $z_n(\mathcal{R}(z_n) > 0)$. On obtient ainsi un multipôle M_1 de matrice Z_1.

On démontrera que quelle que soit la valeur de z_n, il existe une matrice diagonale $\lambda'(\lambda'_i > 0)$ telle que : $P_1 = \lambda' Z_1 + Z^+_1\lambda'$ soit définie positive. Ecrivons Z sous la forme :

$$Z = \left|\begin{array}{c|c} Z_{11} & Z_{12} \\ \hline Z_{21} & z_{nn} \end{array}\right|$$

avec $Z_{12} = \left|\begin{array}{c} z_{1n} \\ \hline z_{n-1,n} \end{array}\right|$ et $Z_{21} = |z_{n_1} \dots z_{nn-1}|$.

Nous avons :

$$Z_1 = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{z_n + z_{nn}}$$

choisissons : $\left|\begin{array}{c|c} \lambda' & \begin{array}{c}0\\0\end{array} \\ \hline 000 & 1 \end{array}\right| = k\lambda$ (k réel positif)

Considérons la forme hermitique (x est un vecteur quelconque) :

$$x^+P_1x = x^+(\lambda'Z_1 + Z_1^+\lambda')x$$
$$= x^+(\lambda'Z_{11} + Z_{11}^+\lambda')x - \frac{AB}{z_n + z_{nn}} - \frac{A^*B^*}{z_n^* + z_{nn}^*}$$

avec : $A = x^+\lambda' Z_{12}$ et $B = Z_{21}x$,

le minimum de cette forme en fonction de z_n est égal à :

$$x^+(\lambda'Z_{11} + Z_{11}^+\lambda_1)x - \frac{\mathcal{R}(AB) + |AB|}{\mathcal{R}(z_{nn})} \quad (\text{on a } \mathcal{R}(z_{nn}) \neq 0)$$

celui-ci est supérieur à :

$$F = x^+(\lambda'Z_{11} + Z_{11}^+\lambda')x - \frac{2\mathcal{R}(AB) + |A|^2 + |B|^2}{2\mathcal{R}(z_{nn})}$$

$$F = x^+\left[\lambda'Z_{11} + Z_{11}^+\lambda' - \frac{(\lambda'Z_{12} + Z_{21}^+)(Z_{12}^+\lambda' + Z_{21})}{2\mathcal{R}(z_{nn})}\right]x$$
$$= x^+Qx.$$

On a l'identité :

$$\frac{1}{k}X^+PX =$$
$$x^+Qx + \frac{|\alpha|^2}{2\mathcal{R}(z_{nn})} + 2\mathcal{R}(\alpha x_n) + 2|x_n|^2\mathcal{R}(z_{nn}) \qquad (1)$$

avec $\alpha = x^+(\lambda'Z_{12} + Z_{21}^+)$ et $X = \left|\begin{array}{c} x \\ \hline x_n \end{array}\right|$.

Nous pouvons choisir x_n de manière à annuler l'expression :

$$\frac{|\alpha|^2}{2\mathcal{R}(z_{nn})} + 2|x_n|^2\mathcal{R}(z_{nn}) + 2\mathcal{R}(\alpha x_n)$$

il suffit de prendre : $x_n = \dfrac{-\alpha^*}{2\mathcal{R}(z_{nn})}$

l'expression (1) s'écrit alors ainsi :

$$\frac{1}{k}X^+PX = x^+Qx$$

X^+PX étant supposé positif, quel que soit x, on peut trouver x_n de manière à avoir $x^+Qx > 0$. Q est donc une matrice définie positive, ainsi que P_1.

En fermant le bras $(n-1)$ de M_1 par une charge z_{n-1} $(R(z_{n-1}) > 0)$ quelconque, nous obtiendrons un multipôle M_2 (fig. 1). La matrice P_2 associée sera définie positive.

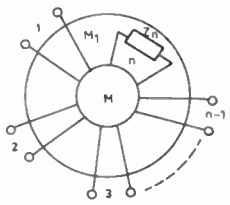


FIG. 1.

En opérant ainsi de proche en proche, nous obtenons un dipôle dont la matrice P_{n-1} se réduit à $2\lambda R(z)$, λ doit être positif pour que le dipôle soit stable.

Réciproquement, supposons que $P(\lambda)$ ne soit jamais définie positive pour des valeurs de λ_i toutes positives On a alors quels que soient $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_n$:

$$|X^+X_n^*| \left|\begin{array}{cc} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^+ & p_{nn} \end{array}\right| \left|\begin{array}{c} X \\ \hline X_n \end{array}\right| < 0 \qquad (2)$$

(en choisissant convenablement le vecteur $\left|\begin{array}{c} X \\ \hline X_n \end{array}\right|$)

Connectons en série sur chaque bras (i) de M, une impédance jy_i $\left(y_i \text{ réel}, \; y_i \begin{array}{c}=0\\ \neq n\end{array}\right)$, puis en parallèle une admittance de valeur jx_i (x_i réel). Le multipôle M' obtenu ainsi est équivalent à M. Sa matrice impédance s'écrit :

$$Z' = [Z''^{-1} + jx]^{-1}$$

avec $$Z'' = \left|\begin{array}{cc} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & z_{nn} + jy_n \end{array}\right|$$

Sa matrice $P' = \lambda Z' + Z'^+\lambda$ se met sous la forme :

$$P' = (1 - Z''^+jx)^{-1}\, p(1 + jxZ'')^{-1}$$

$$\begin{vmatrix} P'_{11} & P'_{12} \\ P'^{+}_{12} & p'_{nn} \end{vmatrix} = p' = \begin{vmatrix} B^{+}_{11} & B_{21} \\ B^{+}_{12} & b^{*}_{nn} \end{vmatrix} P \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & b_{nn} \end{vmatrix} \quad (3)$$

avec $\begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & b_{nn} \end{vmatrix} = (1+jxZ'')^{-1}.$

Soit X' un vecteur à $(n-1)$ composantes. Dans l'espace à n dimensions, supposons sa n^{ieme} composante nulle, d'après (3) on a :

$$X'^{+}p'_{11}X' = X'^{+}B^{+}_{11}P_{11}B_{11}X' + X'^{+}B^{+}_{11}p_{12}B_{21}X' + X'^{+}B^{+}_{21}p^{+}_{12}B_{11}X' + X'^{+}B^{+}_{21}p_{nn}B_{21}X \quad (4)$$

De la même manière, (2) se développe ainsi :

$$X^{+}p_{11}X + X^{*}_{n}p^{+}_{12}X + X^{+}p_{12}X_n + |X_n|^2 p_{nn} < 0. \quad (5)$$

Les premiers membres de (4) et (5) seront égaux aux conditions suivantes :

$$X' = B^{-1}_{11}X \qquad \text{et} \qquad X_n = B_{21}X'.$$

Pour que l'on puisse choisir X' satisfaisant à ces deux conditions, il faut :

$$X_n = B_{21}B^{-1}_{11}X$$

cette relation s'écrit :

$$X_n = \frac{-jx_nZ_{21}X}{1+jx_n(z_{nn}+jy_n)} \quad (6)$$

X et X_n étant donnés, on peut toujours trouver x et yn tels que dét $(1+jxz'')$ et dét (B_{11}) soient non nuls et tels que (6) soit vérifiée.

Dans ces conditions, $X'^{+}P_{11}X' < 0$. Il existe une sous-matrice principale d'ordre $n-1$ de P' qui n'est jamais définie positive.

En appliquant un raisonnement par récurrence analogue à celui fait précédemment, nous démontrerons que le multipôle est instable.

2.2. Etude de dét $(\lambda Z + Z^{+}\lambda) = 0$. Surface caractéristique

Supposons le multipôle M fermé sur des sources et des charges, il existe à chaque entrée du multipôle des ondes entrantes et sortantes A_i, B_i et des tensions et intensités V_i, I_i. L'énergie entrante dans le multipôle au niveau du bras (i) s'écrira :

$$W_i = |A_i|^2 - |B_i|^2 = \mathcal{R}(V_iI^{*}_i).$$

Si $W_i < 0$ on dira que le multipôle donne de l'énergie à la charge i.

Soit λ un ensemble de n nombres tous positifs, cherchons quelles conditions ils doivent satisfaire pour que la relation :

$$\sum_{i=1}^{n} \lambda_i W_i = 0 \quad (7)$$

soit possible sur un multipôle équivalent.

La relation (7) s'écrit :

$$I^{+}\lambda V + V^{+}\lambda I = 0$$

c'est-à-dire :

$$I^{+}(\lambda Z + Z^{+}\lambda)I = 0$$

avec $$I^{+} = (I^{*}_1, \ldots I^{*}_n). \quad (8)$$

Cette relation n'est pas possible si $P(\lambda)$ est définie positive, autrement dit :

Une condition nécessaire et suffisante pour qu'un multipôle soit instable est qu'à chaque valeur de λ_1, λ_2, ... λ_n, toutes positives, on puisse faire correspondre des fermetures actives ou passives telles que : $\sum_{i=1}^{n} \lambda_i W_i$ soit nul.

Dans un espace à n dimensions, λ est représenté par un point L, ou un vecteur $\overrightarrow{OL}$ (défini à une constante positive multiplicative près). Si le multipôle est instable, deux cas peuvent se présenter :

— il existe des valeurs λ_1, λ_2 ... λ_n non toutes positives telles que P soit définie positive. Posons : $\lambda = \varepsilon|\lambda|$ $(\varepsilon_i = \pm 1)$.

La matrice impédance du multipôle peut se mettre sous la forme $Z = \varepsilon Z'$.

Z' est la matrice impédance d'un multipôle stable, en effet, $P'(|\lambda|)$ est alors définie positive,

$$\lambda Z + Z^{+}\lambda = \varepsilon\lambda Z' + Z'^{+}\varepsilon\lambda = |\lambda|Z' + Z'^{+}|\lambda|.$$

L'étude d'un tel multipôle se ramène donc à celle d'un multipôle stable.

— il n'existe pas de λ tel que $P(\lambda)$ est définie positive.

Une étude particulière du multipôle est nécessaire. Ce cas est très usuel, il concerne en effet, les changeurs de fréquences à impédance passive non linéaire, ainsi que nous le verrons plus loin.

Supposons maintenant que le multipôle soit stable. pour qu'une relation énergétique du type (7) soit possible, il faut et il suffit que le point L soit extérieur au volume défini par $P(\lambda)$ déf. pos. Les valeurs propres de $P(\lambda)$ sont alors non toutes positives, et l'on peut toujours trouver les valeurs I_1, I_2 ... I_n pour les intensités telles que (8) soit vérifiée. Ce volume est limité par une surface caractérisée par l'annulation avec changement de signe d'une valeur propre de $P(\lambda)$. Nous appellerons :

— cette surface, « surface caractéristique du multipôle M »

— « relations énergétiques limites », les relations énergétiques correspondant à des points L, situés sur la surface caractéristique.

La surface caractéristique est constituée par une partie de la surface d'équation : dét. $(\lambda Z + Z^{+}\lambda) = 0$. De ce fait, c'est un cône dont l'équation implicite est du second segré par rapport à chaque variable. Ce

cône peut être défini par son intersection C_t avec un plan $\lambda_t = \lambda_t^0$.. (fig. 2 pour un hexapôle).

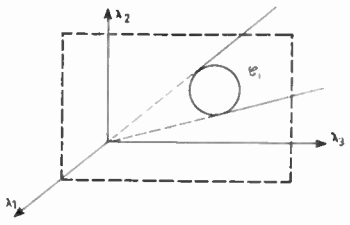


FIG. 2.

On démontre que la surface C_t a les propriétés suivantes (fig. 2) :

— elle est simplement connexe,
— elle est fermée (elle ne possède pas de points à l'infini),
— elle est convexe (une tangente à C_t ne recoupe pas C_t).

2.3. RELATIONS ÉNERGÉTIQUES LIMITES

Nous appellerons :

— rendement partiel du bras (1) au bras (i) le rapport W_i/W_1.
— rendement d'un bras à l'ensemble des bras (2) ... (n) le rapport :

$$-\frac{\sum_{i=2}^{n} W_i}{W_1}.$$

a) *Maximums des gains partiels*

Soit un multipôle M stable d'ordre n, connectons les bras (2), (3) ... ($n-1$) de ce multipôle sur des impédances purement réactives $jx_2 \ldots jx_{n-1}$. Le quadripôle (1)−(n) est stable, son gain maximal (en fonction d'adaptateurs réciproques placés à l'entrée et à la sortie) dépend des valeurs de $x_2 \ldots x_{n-1}$ choisies. Il existe un maximum maximorum pour ce rendement partiel. Nous avons démontré la propriété suivante :

Les rendements partiels maximaux des bras (1) à (n) et (n) à (1) d'un multipôle dont les autres bras sont fermés sur des charges purement réactives variables, sont égaux aux pentes des droites formant le contour apparent de la surface caractéristique sur le plan $0\lambda_1\lambda_n$

Cette propriété est une conséquence du théorème suivant :

Le contour apparent sur $0\lambda_1, 0\lambda_2 \ldots 0\lambda_k$ *de la surface caractéristique de M est intérieur à la surface caractéristique du multipôle obtenu en fermant les bras* $(k+1), (k+2), \ldots (n)$ *de M sur des charges passives.*

Remarque

Pour un multipôle instable tel que $P(\lambda)$ soit définie positive pour des valeurs de $\lambda_1 \ldots \lambda_n$ non toutes positives on peut définir encore une surface caractéristique d'une manière analogue.

Les rendements partiels pourront être négatifs, les extrémums mis en évidence seront dans certains cas des rapports d'énergies données par le multipôle à deux charges. L'analyse complète de ce phénomène est longue, elle peut être faite en considérant le changement de signe des énergies dû à la matrice ε (définie au paragraphe précédent) ; du fait que les multipôles de ce type se rencontrent rarement dans la pratique, nous signalerons simplement le cas ou $\varepsilon_t = -1$. Dans ce cas, les rendements partiels limites sont des minimums. Le gain d'un bras à un autre est limité inférieurement.

b) *Gain maximal d'un bras à ensemble de charges*

Supposons qu'une source, connectée au bras (1) d'un multipôle M, excite des champs dans $n-1$ charges placées aux bornes des accès (2), (3) ... (n) (fig. 3).

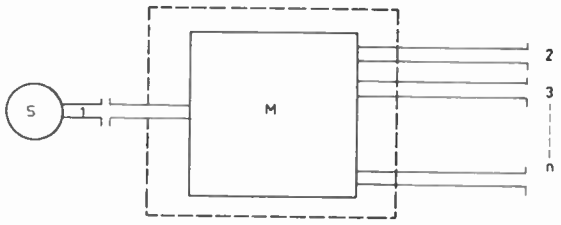


FIG. 3.

Cherchons une relation énergétique extrémale de la forme :

$$\eta W_1 + \left(\sum_{i=2}^{n} W_i\right) = 0 \qquad (9)$$

W_i est négatif et W_1 est positif, et $\eta = \dfrac{-\Sigma W_i}{W_1}$.

Deux cas peuvent se présenter :

1° La droite D d'équations $\lambda_2 = \lambda_3 = \ldots = \lambda_n = 1$ coupe la surface caractéristique en deux points d'ordonnées λ_1 et λ'_1. Le rendement η maximal est alors égal à λ_1 ou λ'_1. Ceci est une conséquence de ce que nous venons de voir sur les combinaisons linéaires de rendements partiels. (λ_1 correspond à : $W_i > 0$, $W_1 < 0$ et λ'_1 correspond à $W_i < 0$, $W_1 > 0$).

2° La droite D ne coupe pas la surface caractéristique de M. Pour simplifier l'exposé et donner une image géométrique du phénomène, nous raisonnerons sur un hexapole. Le cas général se traiterait de manière analogue, les théorèmes que nous appliquerons ayant été démontrés pour des multipôles d'ordre n.

Soient W_1, W_2, W_3 les énergies au niveau des bras (1), (2), (3).

Au point $L(\lambda_1, 1, 1)$, elles sont reliées par la relation :

$$\lambda_1 W_1 + W_2 + W_3 = 0$$

Cette relation est équivalente à celle-ci :

$$\lambda_1 - \eta_2 - \eta_3 = 0 \qquad \eta_2 = \frac{-W_2}{W_1} \qquad \eta_3 = \frac{-W_3}{W_1}.$$

En se déplaçant sur la droite LL_3 (L_3 projection de L

sur le plan $0\lambda_1$, $0\lambda_2$), le point L' modifie la relation de la manière suivante :

$$\lambda_1 - \eta_2 - \lambda_3 \eta_3 = 0$$

Les valeurs extrémales de $\eta_2 + \lambda_3\eta_3$ correspondent à un point L'_0 sur la surface caractéristique C (λ_2, λ_3 étant donnés) (fig. 4). Quand L'_0 décrit la courbe

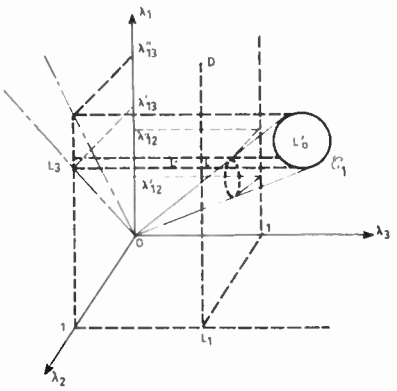


FIG. 4.

C_1, intersection de C par le plan (L, L_1, L_3), les rendements η_2, η_3 varient dans une région $ABCD$ (fig. 5).

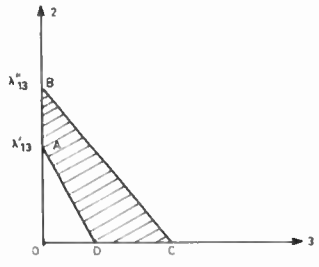


FIG. 5.

Les extrémums de $\eta_2 + \eta_3$ correspondent aux points A, B, C, D, c'est-à-dire à une charge purement réactive sur les bras (2) ou (3). Dans le cas de la figure 11 ceux-ci ont comme valeurs : λ'_{13}, λ''_{13}, λ'_{12}, λ''_{12}. Il ressort de l'étude des quadripôles que :

$1/\lambda''_{13}$ = gain maximal du bras (2) au bras (1)
$1/\lambda''_{12}$ = gain maximal du bras (3) au bras (1)
λ'_{13} = gain maximal du bras (1) au bras (2)
λ'_{12} = gain maximal du bras (1) au bras (3)

Dans ce cas, le gain maximal du bras (1) à l'ensemble des bras (2) et (3) est égal à λ'_{13}.

Nous concevons donc que, pour un multipôle d'ordre n, le gain maximal du bras (1) à un ensemble de charges connectées aux bras (2), (3) ... (n) sera obtenu en fermant un ou plusieurs de ces bras sur des charges purement réactives. L'étude de la surface caractéristique nous dictera dans le choix de ces bras.

2.4. Etude de dét $(\lambda Z + Z^*\lambda) = 0$

Soit $e^{j\phi}$ une matrice diagonale de terme général $e^{j\varphi_i}$. Nous avons démontré le second critère de stabilité suivant :

S'il existe une matrice diagonale $e^{j\varphi}$ telle que la matrice impédance d'un multipôle M vérifie : dét. $(e^{j\varphi}Z + Z^*e^{j\varphi}) = 0$, alors, deux possibilités se présentent pour M :

— la surface caractéristique de M est singulière (c'est une droite passant par l'origine).

— M est instable et ne possède pas de surface caractéristique ($P(\lambda)$ n'est jamais définie positive).

Ce second critère de stabilité est plus restrictif que le précédent, il est cependant dans la pratique (en particulier pour les mélangeurs) plus facile à utiliser.

Remarque

Dans le cas où $Z = Z^t$ ou $Z = Z^+$ qui est celui des mélangeurs à résistance variable, les conditions de de stabilité sont en même temps des conditions de passivité [3].

3. Applications

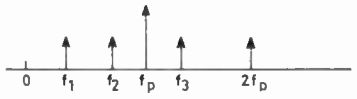
1° Nous avons mis en évidence, en appliquant aux amplificateurs paramétriques l'étude que nous venons d'exposer, les deux propriétés suivantes :

a) Si un mélangeur à impédance variable est instable (on peut avoir un gain en réflexion), il ne possède pas de surface caractéristique.

b) Pour qu'un mélangeur à réactance variable soit instable, il est nécessaire qu'au moins une fréquence du mélange soit inférieure à une fréquence de pompe.

2° *Etude de l'influence de l'harmonique 2 de la pompe sur un amplificateur paramétrique.*

Le spectre en fréquence de l'amplificateur est donné par la figure 6.

FIG. 6. 

avec $f_2 = f_p - f_1 \qquad f_3 = f_p + f_1 = 2f_p - f_2$

On a : $$P(\lambda) = 2\sigma\lambda_1\lambda_2\lambda_3 - \sum_{i,j} t_{ij}\lambda_i^2\lambda_j \qquad (10)$$

avec $i \neq j$, $i, j = 1, 2, 3$:

$$\text{dét}\,(\lambda Z + Z^*\lambda) = 2\sigma\lambda_1\lambda_2\lambda_3 - \sum_{i,j} t'_{ij}\lambda_i^2\lambda_j \qquad (11)$$

avec

$$\begin{aligned}\sigma &= 4\,\mathcal{R}(z_{11})\,\mathcal{R}(z_{22})\,\mathcal{R}(z_{33}) - 2\,\mathcal{R}(z_{11})\,\mathcal{R}(z_{22}z_{32}) \\ &\quad - 2\,\mathcal{R}(z_{22})\,\mathcal{R}(z_{18}z_{31}) - 2\,\mathcal{R}(z_{33})\,\mathcal{R}(z_{12}z_{21}) \\ &\quad + \mathcal{R}(z_{12}z_{23}z_{31}) + \mathcal{R}(z_{13}z_{32}z_{21})\end{aligned}$$

$$t_{ij} = 2r_j|z_{ik}|^2 - 2\,\mathcal{R}(z_{ij}z_{jk}z_{ik}^*)$$

$$t'_{ij} = 2r_j z_{ik}z_{ki}^* - z_{ij}z_{jk}z_{ki}^* - z_{ji}^*z_{ik}z_{kj}^*.$$

Il est possible, pour un mélangeur donné, de calculer à partir des expressions (10) et (11) les conditions de stabilité et les gains par des méthodes numériques. Nous étudierons le cas simple d'un amplificateur à élastance variable en série avec une résistance fixe. Sa matrice impédance est :

$$Z = \begin{vmatrix} r+\dfrac{S_0}{j\omega_1} & -\dfrac{S_1}{j\omega_2} & \dfrac{S_1^*}{j\omega_3} \\ \dfrac{S_1^*}{j\omega_1} & r-\dfrac{S_0}{j\omega_2} & \dfrac{S_2}{j\omega_3} \\ \dfrac{S_1}{j\omega_1} & -\dfrac{S_2^*}{j\omega_2} & r+\dfrac{S_0}{j\omega_3} \end{vmatrix}$$

Le calcul donne :

$$\sigma = 4r^3 - 2r\frac{|S_2|^2}{\omega_2\omega_3} - 2r\frac{|S_1|^2}{\omega_1\omega_2} + 2r\frac{|S_1|^2}{\omega_1\omega_3}$$

$$t'_{12} = t'^*_{32} = 2r\frac{S_1^{*2}}{\omega_1\omega_3} \qquad t'_{13} = t'^*_{23} = -2r\frac{S_1^2}{\omega_1\omega_2}$$

$$t'_{31} = t'^*_{21} = -2r\frac{S_2^2}{\omega_2\omega_3}$$

en posant :

$$\frac{\omega_1}{\omega_p} = x \qquad q_1 = \frac{|S_1|}{r\omega_p} \qquad q_2 = \frac{|S_2|}{2r\omega_p} \qquad S_2 = |S_2|e^{j\theta}$$

choisissons S_1 réel. L'équation (11) peut s'écrire ($\lambda_1 = e^{j\varphi i}$) :

$$2 - 4\frac{q_2^2}{1-x^2} - 2\frac{q_1^2}{1-x^2} - \frac{q_1^2}{x(1-x)}\cos(\varphi_1-\varphi_3)$$

$$+\frac{q_1^2}{x(1-x)}\cos(\varphi_1-\varphi_2) + 4\frac{q_2^2}{1-x^2}\cos(\varphi_3-\varphi_2+2\theta) = 0$$

ou bien

$$1 - 4\frac{q_2^2}{1-x^2}\sin^2\left(\frac{\varphi_3-\varphi_2}{2}+\theta\right) + \frac{q_1^2}{x(1+x)}\sin^2\frac{(\varphi_1-\varphi_3)}{2}$$

$$-\frac{q_1^2}{x(1-x)}\sin^2\left(\frac{\varphi_1-\varphi_2}{2}\right) = 0 \qquad (12)$$

La condition de stabilité s'écrit, en posant que le minimum du premier membre est supérieur à zéro :

Pour une amplitude d'harmonique 2 donnée, si l'amplificateur est stable pour un déphasage nul ($\theta = 0$), il sera stable pour tout autre déphasage.

En fonction de φ_1, φ_2, φ_3, le minimum du premier membre de (12) est supérieur ou égal (si $\theta = 0$) à :

$$1 - 4\frac{q_2^2}{1-x^2} - \frac{q_1^2}{x(1-x)} .$$

Il suffit de prendre à la limite $\varphi_2 = \pi + \varphi_3$ et $\varphi_1 = \varphi_2$. Donc, si le mélangeur est stable pour $\theta = 0$, (l'équation (12) n'a pas de solution), il sera stable pour toute autre valeur de θ. L'amplificateur fonctionne dans des conditions optimales quand la pompe et sa fréquence double sont en phase (4).

Supposons donc $\theta = 0$. Une condition de stabilité s'écrit ainsi :

$$1 - 4\frac{q_2^2}{1-x^2} - \frac{q_1^2}{x(1-x)} \geqslant 0 . \qquad (13)$$

Il est possible, à partir de cette inéquation, d'étudier les conditions d'amplification en réflexion d'un tel dispositif en fonction de la fréquence. On a :

$$x = \omega_1/\omega_p < 1 .$$

Supposons la condition (13) vérifiée. L'équation (10) de la surface caractéristique s'écrit :

$$\frac{\lambda_1^2\lambda_2}{(1+x)^2} + \frac{\lambda_1^2\lambda_3}{(1-x)^2} + \frac{\lambda_1\lambda_2^2\eta^2}{(1+x)^2} + \frac{\lambda_1\lambda_3^2\eta^2}{(1-x)^2}$$

$$+\frac{2\lambda_1\lambda_2\lambda_3}{x(1-x^2)} + \frac{\eta^2\lambda_1\lambda_2\lambda_3}{(1-x^2)} - \frac{2\lambda_1\lambda_2\lambda_3}{q_1^2} + \frac{\lambda_2^2\lambda_3+\lambda_3^2\lambda_2}{x^2} = 0$$

avec $$\eta = \frac{2q^2}{q_1} .$$

Pour avoir le gain maximal du bras (1) au bras (3), il suffit d'écrire :

$$\frac{d[\text{dét } P(\lambda)]}{d\lambda_2} = 0 .$$

L'élimination de λ_2 entre cette équation et l'équation (14) nous donnera l'équation caractéristique du quadripôle (1)−(3) :

$$B^2 - 4AC = 0 \qquad (15)$$

avec :

$$B = \frac{\lambda_1^2}{(1+x)^2} + \frac{2\lambda_1\lambda_3}{x(1-x^2)} + \frac{\eta^2\lambda_2\lambda_3}{1-x^2} - \frac{2\lambda_1\lambda_3}{q_1^2} + \frac{\lambda_3^2}{x^2}$$

$$A = \frac{\eta^2\lambda_1}{(1+x)^2} + \frac{\lambda_3}{x^2} \qquad C = \frac{\lambda_1^2\lambda_3+\lambda_3^2\lambda_1}{(1-x)^2}$$

Cette équation en λ_1/λ_3 est du 4e degré. On démontre que le gain maximal dans le sens (1) → (3), et le gain

maximal dans le sens (3) → (1) sont égaux respectivement aux seconde et troisième racines, celles-ci étant rangées en ordre croissant.

Si nous désirons utiliser l'amplificateur comme détecteur (signal f_1, bandes f_2 et f_3) avec des charges sur les bras (2) et (3), nous faisons $\lambda_2 = \lambda_3 = \lambda$. L'équation (14) devient :

$$\alpha\lambda_1^2 - 2\beta\lambda_1\lambda + \gamma\lambda^2 = 0$$

avec

$$\alpha = \frac{x^2+1}{(1-x^2)^2}\ , \qquad \gamma = \frac{1}{x^2}\ ,$$

$$\beta = \frac{1}{2q_1^2} - \frac{\eta^2}{2(1-x)(1-x^2)} - \frac{1}{2x(1-x^2)}$$

si $\beta < \sqrt{\alpha\lambda}$ il y aura lieu de fermer le bras (2) ou (3) par une réactance convenablement choisie, de manière à obtenir un gain maximal sur l'autre bras, le détecteur est alors utilisé en quadripôle. Si, par exemple $x^2 \ll 1$, cette condition s'écrit :

$$q_1^2 > \frac{x(1-x)}{3+x(\eta^2-3)}\ .$$

4. Conclusion

Nous avons donné une méthode d'étude de la stabilité et des gains d'un amplificateur paramétrique comportant plus de deux fréquences. L'ensemble de ces propriétés peut être mis en évidence grâce à deux critères de stabilité et à partir d'une surface que nous avons appelée surface caractéristique du mélangeur. Nous avons donné en exemple l'étude d'un amplificateur à 5 fréquences. Pour des montages plus complexes (plus de 5 fréquences), il sera nécessaire d'effectuer les calculs par des méthodes numériques.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SMART. — General steady state analysis of power frequency relation in time varying reactances. *P.I.R.E.*, juin 1961, p. 1051.

[2] PIPES. — Matrix analysis of linear time varying circuits. *I.R.E. Trans. Circuit Theory*, vol. CT-2, p. 91. déc. 1953.

[3] YOULA. — A stability characterisation of the reciprocal linear passive. N-ports *P.I.R.E.*, juin 1959, p. 1150.

[4] HOWSON. — Conjugately matched parametric up convertors *P.I.E.E.*, n° 3, vol. 112, mars 1965.

[5] BAUDRAND. — Etude des propriétés intrinsèques des mélangeurs micro-ondes. Thèse de Doctorat ès Sciences. N° d'ordre 271. Faculté des Sciences de Toulouse, juin 1966. 2e chapitre.

CARACTÉRISTIQUES DE SYSTÈMES AMPLIFICATEURS A DIODE TUNNEL

PAR

N.E. CHASEK

International Microwave Corp.

1. Introduction

On examine dans cet article les principales caractéristiques des amplificateurs hyperfréquences, à faible bruit, à diode tunnel en s'attachant particulièrement aux caractéristiques qui touchent leur utilisation.

L'auteur passe tout d'abord brièvement en revue les bases de fonctionnement, puis discute en détail les dernières découvertes concernant : le facteur de bruit, les caractéristiques des signaux à haut niveau, l'intermodulation, la conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, les possibilités de modifier la puissance, la distorsion de transmission, la stabilité de gain et de phase, la durée de vie et la fiabilité.

Les données sur lesquelles s'appuie l'auteur, sont basées en partie sur quatre années d'expérimentation pratique de ces dispositifs, et en partie sur des mesures et calculs réalisés en laboratoire. Ce travail a permis de caractériser de façon presque complète l'état actuel des amplificateurs à diode tunnel en hyperfréquences, excepté en ce qui concerne les aspects de fiabilité et de durée de vie pour lesquels les données continuent à s'accumuler.

Les figures 1 et 2 représentent des exemples de tels amplificateurs à diode tunnel.

2. Théorie du fonctionnement

En hyperfréquences, le type d'amplificateur à diode tunnel offrant le plus d'avantages est l'amplificateur à réflexion, couplé avec un circulateur.

La diode tunnel est utilisée comme terminaison réfléchissante sur l'un des accès du circulateur ; les signaux qui arrivent à travers un autre accès sont réfléchis vers l'accès de la diode et dirigés sur un troisième accès.

A cause des propriétés de non-réciprocité du circulateur, le parcours des signaux heurtant la diode est

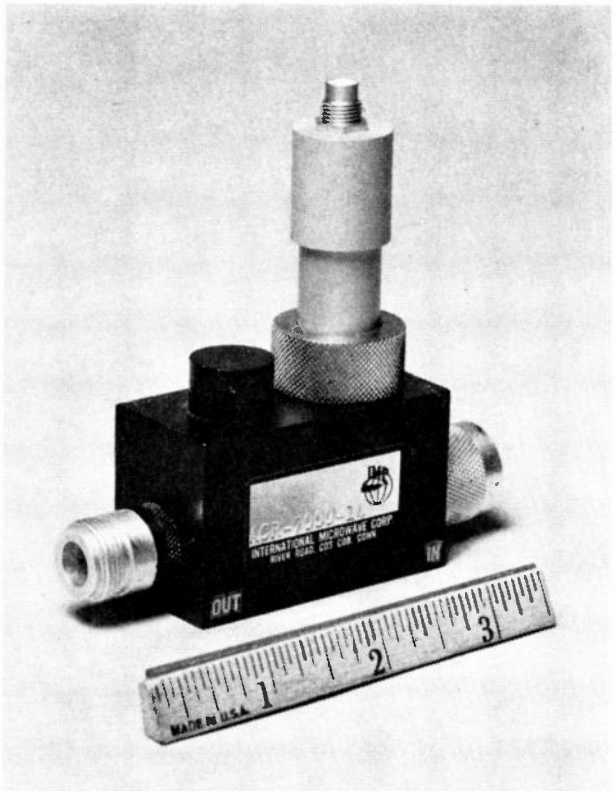


FIG. 1.

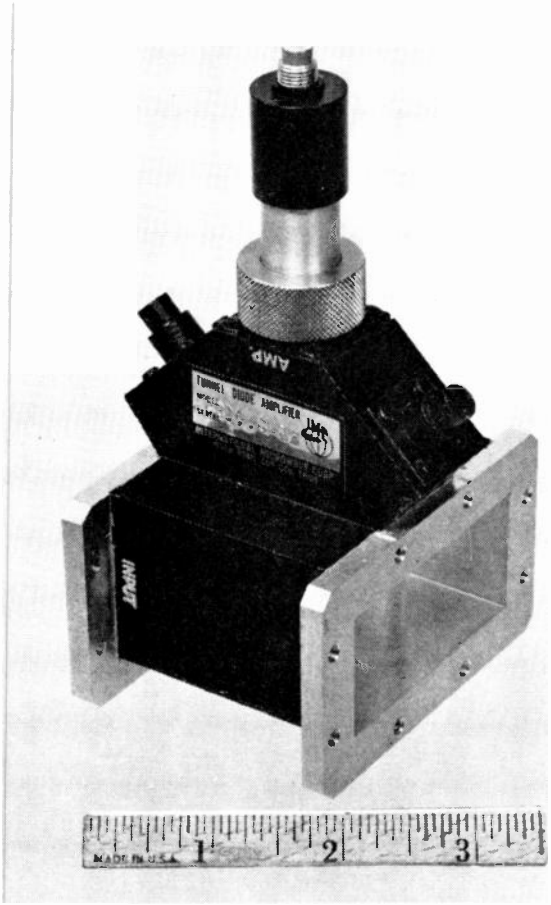


FIG. 2.

unidirectionnel et le dispositif a, par conséquent, un accès d'entrée et de sortie clairement défini.

Si la diode tunnel est polarisée vers la région de résistance négative, elle présentera un coefficient de réflexion supérieur à un, de telle sorte que le dispositif deviendra alors un amplificateur unidirectionnel.

Dans le cas de circulateurs idéaux sans perte, parfaitement adaptés, le gain en tension est égal au coefficient de réflexion à l'accès de la diode, et il est donné par la formule :

$$G_V = \Gamma_V = \frac{Z_D - Z_0}{Z_D + Z_0} .$$

Dans cette expression, Z_D est l'impédance de l'extrémité de la diode et Z_0 l'impédance caractéristique du bras du circulateur terminé par la diode.

Par une étude plus approfondie, on s'aperçoit que G_V est supérieur à l'unité lorsque $R_e Z_D$ est négatif et Z_0 est réel et positif (comme dans le cas du circulateur adapté).

Il est également évident qu'on peut contrôler le gain en faisant varier Z_0.

En théorie, on pourrait fabriquer un amplificateur à diode tunnel avec un circulateur à trois accès. Cependant, sauf dans le cas où l'entrée et la sortie sont parfaitement adaptées, les réflexions sur la charge retourneraient vers la diode tunnel, à cause de la désadaptation d'entrée.

Si les désadaptations d'entrée et de sortie sont $\Gamma_{entrée}$ et Γ_{sortie}, les fluctuations de gain sur la bande ont lieu lorsque :

$$0 < |\Gamma_{entrée}\, \Gamma_{sortie}\, \Gamma_V| < 1 ,$$

et un fonctionnement instable peut apparaître si :

$$|\Gamma_{entrée}\, \Gamma_{sortie}\, \Gamma_V| \geqslant 1 .$$

Pour contrôler les effets de cette désadaptation dans les amplificateurs utilisés pratiquement, on prend des circulateurs à quatre — ou cinq — accès pour isoler la sortie de l'entrée.

En général, des circulateurs à quatre accès, qui présentent un parcours d'isolement supplémentaire, suffisent pour assurer une stabilité inconditionnelle à des amplificateurs avec des gains allant jusqu'à 15 dB.

Des amplificateurs avec des gains plus élevés nécessitent les deux parcours d'isolement apportés par les circulateurs à cinq accès.

En pratique, le circulateur a donc un double but : il permet un passage unidirectionnel des signaux et il élimine les restrictions de charge qu'imposent les considérations de stabilité. C'est ce qui est représenté de façon schématique dans la figure 3.

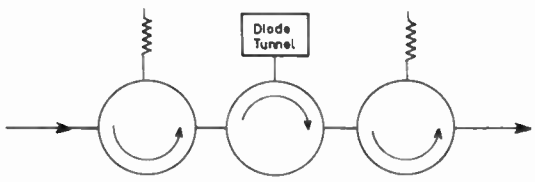


FIG. 3. — Représentation d'un amplificateur à diode tunnel, à cinq accès.

On peut facilement trouver le T.O.S. d'entrée d'un amplificateur à diode tunnel à partir du gain et de l'isolement du circulateur.

Dans le cas le plus simple, lorsque toutes les désadaptations après la diode tunnel sont bien isolées, la perte de retour équivalente est environ égale à l'isolement du circulateur à partir de l'accès de la diode à l'entrée, diminué du gain.

Dans les cas où on ne peut négliger de multiples discontinuités, ou dans ceux où les étages sont en cascade, un calcul de matrice de dispersion peut donner les T.O.S. maximal et minimal produits par les désadaptations de phase aléatoire, lorsque les amplitudes de désadaptation sont connues.

Un coefficient de qualité qui est souvent utilisé pour décrire les amplificateurs à diode tunnel est le produit gain × largeur de bande.

Si on représente la diode tunnel comme une résistance négative avec sa capacité de jonction en parallèle, accordée par une inductance également en parallèle, le gain en tension à la résonance est :

$$G_V = \Gamma_V = \frac{-R_D - R_0}{-R_d + R_0} = \frac{R_D + R_0}{R_d - R_0} .$$

Où R_0 = impédance caractéristique de la ligne.

La largeur de bande s'écrit :

$$BW = \frac{f_0}{Q} = \frac{f_0}{R\omega_0 C} = \frac{1}{2\pi RC} .$$

où

$$R = \frac{R_D R_0}{R_D - R_0} .$$

Donc, pour un grand gain (lorsque $R_D \approx R_0$),

$$G_V BW = \frac{2R_0}{R_D - R_0} \cdot \frac{R_D - R_0}{2\pi R_D R_0 C} = \frac{1}{\pi R_D C} .$$

Cette expression donne le produit de la largeur de bande par le gain, dans le cas le plus simple, c'est-à-dire grand gain, réponse à accord unique négligeant la résistance et l'inductance en série.

Elle est cependant assez précise pour la gamme de gains et de largeurs de bande utilisés (par exemple, gains allant de 8 à 18 dB). Un amplificateur typique centré à 7 000 MHz peut avoir un gain de 12 dB et une largeur de bande de 700 MHz à 1 dB. Le même amplificateur pourrait être accordé de façon à produire 18 dB de gain avec une largeur de bande de 350 MHz.

3. Principales caractéristiques

Les caractéristiques des amplificateurs à diode tunnel ayant une influence directe sur l'emploi de ceux-ci sont les suivantes : le facteur de bruit, les caractéristiques des signaux à haut niveau, l'intermodulation, la conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, les possibilités de modifier la puissance.

Dans les paragraphes qui vont suivre, on décrira chacune de ces caractéristiques à la lumière des récents développements apportés au domaine des amplificateurs à diode tunnel.

3.1. Facteur de bruit

L'équation du facteur de bruit dans les amplificateurs à diode tunnel s'écrit :

$$\text{Facteur de bruit} = 1 + \left[\frac{20 I_0 R_D}{1-K} + \frac{T_D}{T_0}\frac{K}{1-K}\right]\left[1 - \frac{1}{G}\right]$$

où : $$K = \frac{R_s}{R_D}\sqrt{1-(\omega R_D C_j)^2} \cong \frac{R_s}{R_D} + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 .$$

I_0 : est le courant d'utilisation (courant continu)

R_d : résistance négative de la diode

R_s : résistance de perte

C_j : capacitance de jonction

f/f_c : rapport de la fréquence de fonctionnement à la fréquence de coupure.

T_D/T_0 : rapport de la température de la diode par rapport à 290 °C.

L'étude de l'équation du facteur de bruit montre que celui-ci s'améliore lorsque K est proche de zéro, et lorsque la température de la diode et le gain de l'amplificateur diminuent. La valeur de K n'est qu'approximative pour des diodes à faible résistance de perte et des fréquences de coupure élevées.

Dans le cas limite, où K atteint zéro, le facteur de bruit théorique pour des amplificateurs, avec des gains se situant dans la gamme d'utilisation, est donné approximativement par :

$$\text{Facteur de bruit}_{\text{min}}(\text{dB}) \cong 10 \log (1 + 20 I_0 R_D).$$

Dans cette expression, $20 I_0 R_D$ est la constante de bruit de grenaille, elle est approximativement égale à 1,3 pour le germanium, 0,8 pour l'antimoniure de gallium et 2,0 pour l'arséniure de gallium.

Cela correspond au facteur de bruit théorique minimal de 3,6 dB pour le germanium, 2,55 dB pour l'antimoniure de gallium et 4,8 dB pour l'arséniure de gallium. En pratique, des valeurs différentes de zéro de la résistance de perte, des fréquences de coupure et des pertes d'insertion du circulateur se combinent pour élever le facteur de bruit de l'amplificateur au-dessus du minimum théorique.

En gardant le rapport f/f_c inférieur ou égal à 1/3, et en utilisant des techniques de fabrication pour minimiser R_s, les facteurs de bruit des amplificateurs à diode tunnel usuels au germanium s'étalent de 4,5 dB à 2 GHz, à 5,5 dB ou moins à 12 GHz.

Cela est supérieur aux facteurs de bruit qu'on peut obtenir avec l'antimoniure de gallium, mais inférieur à ceux obtenus avec de l'arséniure de gallium.

Cependant, le facteur de bruit supérieur de l'antimoniure de gallium ne s'obtient qu'aux dépens d'une réduction de la dynamique et d'une performance d'ambiance diminuée.

D'autre part, les diodes tunnel en arséniure de gallium ont plus de bruit que les diodes tunnel en germanium mais ont une meilleure dynamique et une performance d'ambiance comparable, excepté le fait qu'elles sont plus sujettes au claquage et au vieillissement.

La considération la plus importante en ce qui concerne le facteur de bruit, dans la plupart des applications, est la bande-image du bruit.

Les amplificateurs à diode tunnel sont essentiellement des dispositifs à large bande. C'est pourquoi la bande-image du bruit à la sortie de l'amplificateur est souvent presque égale à la bande-signal de bruit et elle produit une dégradation de la sensibilité du récepteur, d'environ 3 dB, si on la laisse retomber dans la bande-signal, pendant le processus du mélange.

Pour prévenir cela, on devrait utiliser un filtre de réjection de la bande-image à la sortie de l'amplificateur à diode tunnel toutes les fois que la bande-image tombe dans la largeur de bande de l'amplificateur à diode tunnel.

Pour les cas marginaux, où la réponse de l'amplificateur ne passe que partiellement dans la bande-image, il est possible d'évaluer la dégradation éventuelle de sensibilité du récepteur, à partir de l'expression suivante :

Changement en sensibilité (dB) = $10 \log \frac{(G_s)}{(G_s+G_i)}$

où G_s = gain en tension (numérique) à la fréquence du signal et G_i = gain en tension (numérique) à la fréquence de la bande-image.

Une considération d'ordre secondaire qui peut devenir importante lorsque l'on s'efforce d'obtenir un facteur de bruit optimal est le fait que le terme bruit de grenaille, $20I_0R_D$, est fonction de la tension.

Le courant de fonctionnement et la résistance négative dépendent tous deux de la tension, et la tension de polarisation qui rend leur produit minimal donne un facteur de bruit optimal.

Cette tension est en général légèrement plus élevée que celle qui produit le gain de crête. Dans des systèmes où le facteur de bruit est critique, on devrait procéder à des ajustements de la polarisation tout en contrôlant le facteur de bruit de tout le système.

Il convient enfin de considérer les effets de la température sur le facteur de bruit. L'influence générale de la température est indiquée, dans l'équation du facteur de bruit, par le terme fonction de la température : elle provoque une chute aux basses températures et une augmentation aux températures élevées.

La figure 4 montre la variation caractéristique du facteur de bruit de l'amplificateur en fonction de la température. Comme on le voit, le facteur de bruit

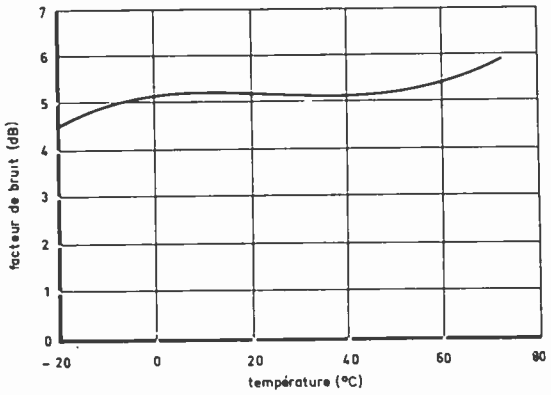


FIG. 4. — Facteur de bruit par rapport à la température.

est pratiquement constant dans la plus grande partie de la gamme de températures où on opère habituellement. Aux températures extrêmes, d'autres caractéristiques de l'amplificateur (le gain, par exemple) font habituellement ressentir la nécessité d'une ambiance contrôlée, avant même que n'interviennent les considérations de bruit.

3.2. Caractéristiques des signaux a haut niveau

Les caractéristiques des signaux à haut niveau des amplificateurs à diode tunnel offrent un intérêt particulier, car ce sont eux principalement qui limitent l'utilisation de ces dispositifs.

On peut décrire les caractéristiques des signaux à haut niveau de la façon suivante :

1) Compression de gain,

2) Intermodulation,

3) Conversion modulation d'amplitude en modulation de phase,

4) Claquage de la diode.

Ces limites d'utilisation ne sont pas aussi restrictives qu'elles le paraissent, car on pourrait utiliser, en théorie, des diodes avec des courants de crête très élevés. Les trois types de diodes qu'on peut se procurer actuellement, les diodes en GaSb, Ge et GaAs, ont des caractéristiques de signaux à haut niveau différentes, dont certaines peuvent être normalisées les unes par rapport aux autres et dont certaines sont particulières au matériau constituant les diodes.

La plus grande partie de l'exposé qui suit se réfère à une diode en germanium avec une crête de 2 mA.

Les caractéristiques de compression de gain et d'intermodulation de diodes fabriquées avec des matériaux différents et à courants de crêtes différents, peuvent être ramenées à celles de la diode germanium 2 mA, en représentant linéairement la puissance du signal en fonction du courant de pic de la diode et en ajoutant environ 3 dB pour le GaAs et en soustrayant environ 3 dB pour le GaSb.

La tension de claquage de ces diodes peut également, en première approximation, être représentée par rapport au courant de pic. Le GaAs a des caractéristiques de claquage et de conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, fondamentalement différentes des deux autres types de diodes. Le niveau de claquage est nettement inférieur, car tout courant dans le sens direct accélère la détérioration de la diode tandis que les deux autres types de diodes peuvent supporter des courants directs beaucoup plus importants sans qu'il y ait détérioration de la diode.

La conversion modulation d'amplitude en modulation de phase a également été calculée en supposant, comme seul facteur, la résistance non-linéaire. Cela est vrai pour le GaSb et le germanium, mais, pour le GaAs, la gamme plus grande de tension de résistance négative de la diode se traduit par une variation plus grande de la capacitance de jonction qui ne peut pas être négligée.

3.3. Compression de gain

Lorsqu'il n'y a qu'un seul signal, le niveau d'entrée produisant une compression de gain de 1 dB dans un amplificateur à diode tunnel en germanium à un étage, est donné approximativement par :

point de compression de 1 dB $= -\left(2G+\frac{20}{i_p}\right)$ dBm

où G est le gain en dB et i_p, le courant de crête des diodes.

Ainsi, un amplificateur à diode tunnel avec un gain de 20 dB, utilisant une diode de 2 mA. a un point de compression de 1 dB à -50 dBm à l'entrée.

Si les 20 dB de gain sont obtenus en mettant deux étages de 10 dB en cascade, l'application de la règle ci-dessus à chaque étage montre que le point de com-

pression serait élevé de 10 dB, car le premier étage serait encore en fonctionnement dans la gamme linéaire, alors que le second atteindrait le point de compression.

On peut étendre de 3 ou 4 dB la gamme linéaire de gain de l'amplificateur en polarisant la diode à environ 5 ou 6 dB en-dessous de ce qui correspond au gain de crête. Une réduction plus poussée de la polarisation, au-dessous de ce point, aboutit à une certaine augmentation de gain. Cela est dû à la présence de deux termes du troisième ordre, non-linéaires, de signes opposés, qui peuvent s'annuler à un certain niveau de polarisation.

Lorsqu'il y a plus d'un signal à l'entrée, le point de compression à la fréquence du signal est abaissé, car les signaux non désirés tendent à amener l'amplificateur au point de compression.

Le changement du point de compression peut être obtenu à partir de l'approximation série de la caractéristique de transfert de tension. Un calcul assez long donne le résultat ci-après :

$$V_{si}^2 = V_{s0}^2 - 2\sum_{i=1}^{2} V_i^2$$

où :

V_{si} : niveau de tension d'entrée produisant une compression de 1 dB lorsqu'il y a des interférences.

V_{s0} : niveau de tension d'entrée produisant une compression de 1 dB lorsqu'il n'y a pas d'interférences.

V_i : niveau des interférences à l'entrée.

3.4. Intermodulation

Dans la plupart des applications, les termes d'ordre impair non linéaires présentent un intérêt, car ils produisent des signaux parasites qui tombent dans les fréquences des signaux d'entrée.

Les termes de troisième ordre présentent le plus d'intérêt ainsi que ceux du 5e ordre et d'ordres supérieurs qui deviennent significatifs lorsque l'amplificateur est amené à des niveaux supérieurs à un point de compression de 1 dB.

Dans cette discussion, nous ne considérerons qu'une intermodulation du troisième ordre.

Le gain d'un amplificateur à diode tunnel comprenant des termes non linéaires peut être représenté par l'expression :

$$G_i = \frac{i_0}{i_i} = \frac{R_0 - R_d}{R_d + R_0} = \frac{R_0 - R_d + a\dfrac{i_i}{i_p} + b\left(\dfrac{i_i}{i_p}\right)^2}{R_d + R_0 + a\dfrac{i_i}{i_p} + b\left(\dfrac{i_i}{i_p}\right)^2} .$$

Les constantes a et b sont une fonction de la polarisation appliquée à la diode et, jusqu'à un certain point, elles vont varier d'une diode à l'autre du même matériau. A une tension de polarisation produisant le facteur de bruit le plus faible, $b \gg a$, le courant de sortie, en fonction du courant d'entrée, est :

$$i_0 = G_i\left[i_i - \frac{b}{R_d + R_0}\,\frac{(i_i)^3}{(i_p)^2}\right] .$$

En présence de deux signaux,

$$i_i^3 = (i_1 \cos \omega_1 t + i_2 \cos \omega_2 t)^3 .$$

Les termes ayant une influence sur la bande sont :

$$3\, i_1^2\, i_2 \cos (2\omega_1 - \omega_2)t + 3\, i_2^2\, i_1 \cos (2\omega_2 - \omega_1)t .$$

D'où la valeur du rapport signal/distorsion, en supposant que i_1 est le signal :

$$S/D_1 = \frac{i_p^2(R_0 + R_d)}{3bi_2^2 G_i} \qquad S/D_2 = \frac{i_p^2(R_0 + R_d)}{3bi_1 i_2 G_i} .$$

Pour un amplificateur à gain de 15 dB utilisant une diode germanium 2 mA, on a déterminé empiriquement les équations ci-après :

$$S/D_1 = 37 + P_1 + P_2 \qquad S/D_2 = 37 + 2P_2$$

où P_1 et P_2 sont respectivement le signal d'entrée et l'interférence d'entrée, exprimés en dBm.

Il en résulte qu'un signal à -50 dBm et une interférence à -60 dBm se traduisent par un rapport S/D de 73 dB et 83 dB.

La caractéristique de surcharge de l'amplificateur à diode tunnel a une zone de saturation qui se situe à -15 dBm à la sortie et une sortie nulle pour un niveau d'entrée de -3 dBm. Le zéro est dû au fait que la résistance moyenne des diodes devient positive et s'adapte presque à la ligne qu'elle termine.

Lorsque deux amplificateurs sont en cascade, le zéro disparaît parce que lorsque le premier l'atteint, le second est à la saturation, ainsi, le rapide accroisse-

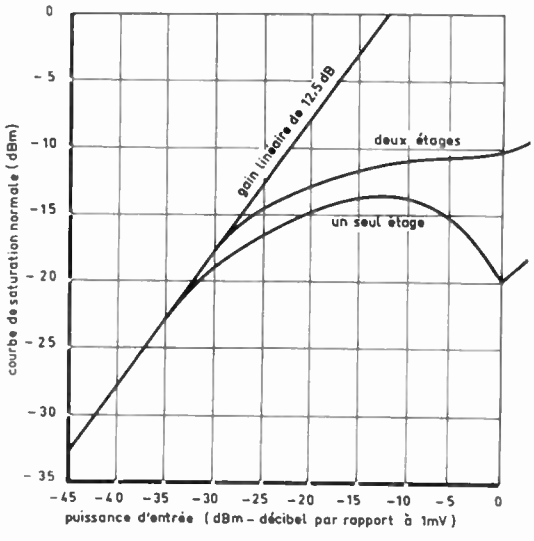


Fig. 5. — Courbe de saturation normale.

ment de perte dans le premier étage est-il suivi d'une augmentation en gain dans le second et, en conséquence, d'une virtuelle élimination du zéro.

C'est ce qui est représenté dans la figure 5.

3.5. Conversion modulation d'amplitude en modulation de phase

La combinaison d'éléments en série et en parallèle dans le circuit équivalent d'une diode tunnel peut simplement être représenté par à une résistance et une capacité en dérivation.

Dans la plupart des diodes en germanium, on peut ignorer les variations de capacitance de la jonction et ne considérer que la variation de résistance de la diode.

Le gain complexe est alors :

$$G_V = \frac{Z_D - R_0}{Z_D + R_0} = \frac{1 - Y_d}{1 + Y_d} = \frac{1 - g_d - jb_d}{1 + g_d + jb_d}$$

$$|G_V| = \sqrt{\frac{(1-g_d)^2 + b_d^2}{(1+g_d)^2 + b_d^2}}$$

$$\phi = \mathrm{tg}^{-1}\frac{-b_d}{1-g_d} - \mathrm{tg}^{-1}\frac{b_d}{1+g_d} .$$

Lorsque la capacitance des diodes est à la résonance de telle sorte que f_0, $\phi = 0$,le gain et la phase peuvent alors être calculés en fonction de g_d.

Pour une diode de $-70\ \Omega$ avec une capacité en parallèle totale de 1,8 pF et un gain de 10 dB, le tableau suivant peut être dressé :

R_d	b_d	G_v	ϕ
−70	0	3,16	0
−75	−0,00255	2,88	−0,19
−80	−0,00545	2,66	−0,36
−85	−0,0091	2,46	−0,54
−90	−0,0117	2,32	−0,63

La figure 6 est un diagramme de la conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, calculée et mesurée.

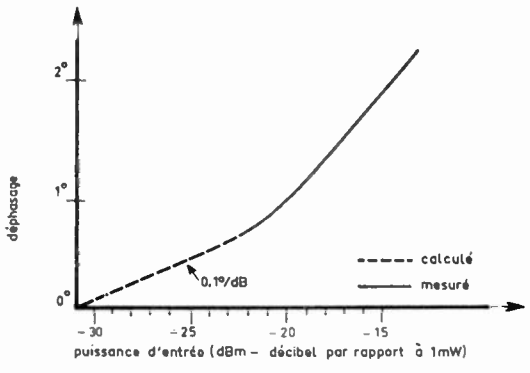


Fig. 6. — Caractéristiques modulation d'amplitude - modulation de phase.

Il apparaît clairement qu'aucune conversion modulation d'amplitude en modulation de phase significative ne se réalise tant que l'entrée de l'amplificateur n'est pas bien au point de compression. Par exemple, cette conversion modulation d'amplitude en modulation de phase à 0,2°/dB apparaît au niveau d'entrée de −20 dBm.

3.6. Caractéristiques de « claquage »

Les diodes tunnel répondent rapidement à l'intensité appliquée, c'est pourquoi il faut faire une nette distinction entre puissance de crête et ergs.

Le taux d'ergs pour de larges impulsions de courant est plus grand que pour des impulsions très étroites. Ces taux varient de fabricant à fabricant. Des essais réalisés sur diodes IMC ont donné les résultats ci-après :

3.6.1. *Essai de « claquage »*

Les diodes tunnel hyperfréquences au germanium sont capables de fonctionner jusqu'à une limite de 750 mW de puissance de crête avec une largeur d'impulsion de 0,5 ns et à une fréquence de répétition de 1 kHz, pendant de longues périodes de temps (des heures, et même des jours durant).

Pour de courts laps de temps (de l'ordre de quelques minutes), certaines des diodes les plus résistantes pourront supporter des pointes de 1 et 2 W avec une largeur d'impulsion et une fréquence de répétition similaires.

Des diodes en germanium bien fabriquées peuvent soutenir, de façon continue, 50 à 100 mW.

3.6.2. *Essai de résistance à l'énergie de crête*

L'énergie de crête que les diodes peuvent supporter dépend fortement de la forme de la crête. En général, les diodes résisteront, si la crête est large, à des énergies plus élevées que si elle est étroite. On a utilisé, au cours de mesures expérimentales, deux largeurs de crête — l'une ayant 25 ns et l'autre 1 ns de largeur. L'énergie de crête maximale que les diodes puissent supporter pendant une période de quelques secondes se situe entre 1 et 2 ergs dans le cas de la crête de 25 ns, et entre 0,2 et 0,3 erg dans le cas de la crête de 1 ns. Pour des périodes plus longues (par exemple, qq. heures), les diodes supporteront des énergies de crête allant jusqu'à 0,3 erg (crête large) ou 0,14 erg (crête étroite). Le régime maximal recommandé dans les applications de tubes TR serait de 0,1 erg, si la crête a une largeur d'une nanoseconde.

3.7. Distorsion de transmission

Les amplificateurs à diode tunnel auront habituellement des caractéristiques de gain, fonction des caractéristiques de fréquence qui seront semblables à celles des circuits résonnants à accord double « optimally-flat » avec des produits tension × gain × largeur de bande de 3 × 10⁹. Par exemple, un amplificateur à gain de 14 dB à 6 GHz aura une largeur de bande de 600 MHz à 1 dB.

Il n'y a généralement pas d'ondulation résiduelle qui se superpose à cette caractéristique, de telle sorte que la distorsion de transmission sera celle produite par un circuit de 600 MHz de largeur, à double accord « optimally-flat ». Dans la plupart des applications, cette distorsion sera insignifiante.

Les caractéristiques de transmission de l'amplificateur à diode tunnel changent avec la température. Le changement le plus important est l'introduction de la perte de gain ou pente.

Par exemple, de -30 °C à 60 °C, un amplificateur à gain de 14 dB perdra 2 dB sur une bande de 600 MHz introduisant une pente moyenne de 0,0033 dB/MHz.

La perte de gain ou pente n'introduit pas de distorsion d'intermodulation pour un signal modulé, mais convertit plutôt la modulation de fréquence en modulation d'amplitude.

La conversion de modulation d'amplitude en modulation de phase peut cependant créer une distorsion d'intermodulation, ailleurs dans le système.

3.8. Stabilité de gain et de phase

Pour bon nombre d'applications, telles que radars et radiomètres « monopulse », la stabilité de gain et/ou de phase et leur rattrapage sont des caractéristiques importantes.

La stabilité de gain d'un amplificateur à diode tunnel dépend de la stabilité :

1) du T.O.S. du circulateur,
2) de la résistance négative de la diode,
3) de la tension appliquée à la diode,
4) de la structure d'adaptation haute fréquence.

La stabilité de chacun de ces paramètres, à température constante, est excellente, avec une stabilité habituellement plus grande que la précision de mesure. C'est pourquoi, si l'on désire une stabilité de gain prolongée, de moins de 1 dB, dans des conditions de température variables, il faut introduire des réchauffeurs thermostatés dans les circulateurs.

Les diodes en germanium ont une résistance négative naturellement stable par rapport aux variations de température, alors que, au contraire, les diodes en antimoniure de gallium sont très sensibles à la température.

A l'heure actuelle, la stabilité de gain et/ou le rattrapage de cette stabilité à 1 dB près, par exemple, dans un amplificateur de 14 dB pour une variation de température allant de -30 °C à 60 °C pose un problème de fabrication important, si on n'emploie pas de réchauffeurs.

D'autre part, on obtient facilement une bonne stabilité de phase, grâce aux caractéristiques des phases des amplificateurs linéaires à très large bande.

Les mesures de changement de phase sur les amplificateurs, en fonction du niveau des signaux, indiquaient un déphasage de 0,8° vers le point de compressionde 1 dB et moins de 6° de déphasage en pleine saturation. Des mesures de déphasage en fonction de la température sur un amplificateur à deux étages, à gain de 20 dB, centré à 4 GHz, indiquaient un déphasage de 4,6° pour une variation de température de 20 °C ou 2,3° par étage de l'amplificateur.

La plus grande partie de ce déphasage peut être attribuée à de simples changements dans la longueur d'ensemble de la ligne de transmission.

3.9. Fiabilité

Si on exclut le claquage, dû à une exposition à une forte tension et aux défauts de fabrication, l'amplificateur à diode tunnel devrait avoir une durée de vie limitée, en théorie, au temps de diffusion de la jonction des diodes, qui, pour les diodes en germanium, est de plusieurs millions d'heures.

Des amplificateurs ont été employés sans arrêt pendant trois ans et demi sans qu'apparaisse un signe de détérioration du gain.

Les diodes en germanium peuvent être utilisées de façon continue pendant des milliers d'heures avec 100 ou 200 fois l'intensité normale diffusée dans la jonction sans aucune trace de détérioration accélérée.

Ceci, bien entendu, n'est pas valable pour les diodes en GaAs qui se détériorent rapidement sous l'effet de surcharges de tension.

Un amplificateur à diode tunnel bien conçu peut soutenir des essais poussés de chocs, vibrations et centrifugation.

Des amplificateurs utilisés sur fusées soumises à un choc de 250 $\vec{g}$, une centrifugation de 60 $\vec{g}$ dans les plans et des vibrations de 20 $\vec{g}$, ont été expérimentés : ils gardaient une bonne stabilité de gain dans toutes les conditions.

La fiabilité de l'amplificateur à diode tunnel à réflexion est encore accrue du fait qu'il continuera à fonctionner dans la plupart des cas de pannes, car le coefficient de réflexion de la diode est supérieur à zéro et qu'en conséquence, une certaine transmission des signaux aura lieu malgré tout. Par exemple, si la diode est détériorée ou en court-circuit, l'amplificateur a environ 1 dB de perte. Si la polarisation fait défaut, il y a une perte de 4 à 6 dB. C'est pourquoi dans bon nombre de projets, on peut enlever des modules de diodes tunnel du circulateur et les remplacer par un nouveau module sans aucun temps d'arrêt pour l'ensemble.

RÉSONATEURS A LIGNES NON UNIFORMES

PAR

J. Cl. MATHEAU

Laboratoire d'Electronique et Haute Fréquence
E.N.S.E.E.H.T., Toulouse

1. Introduction

Un résonateur est constitué par un tronçon de ligne sans pertes terminé par une charge produisant une réflexion totale (circuit ouvert, court-circuit ou réactance pure). L'impédance d'entrée d'un tel résonateur présente des zéros et des pôles pour des fréquences réelles dites fréquences de résonance et d'antirésonance. Dans une première partie, nous étudierons les fréquences critiques des résonateurs exponentiels et hyperboliques, dans une seconde partie, nous étudierons à l'aide d'un calculateur analogique les variations de réactance ou de susceptance d'entrée de résonateurs non uniformes de divers types.

Dans ce qui suit, nous emploierons les notations suivantes qui sont illustrées par la figure 1 ci-contre.

1.1. Notations

Z_0 Impédance linéique du tronçon non uniforme.

Z Impédance d'entrée du résonateur.

$\gamma = \alpha + j\beta$ Constante de propagation.

δ Décrement de l'impédance de la ligne exponentielle : $Z_0(x) = Z_0(0)e^{\delta x}$.

$N = \dfrac{\delta}{2\gamma}$, $T^2 = 1 + N^2$, $S^2 = 1 + \dfrac{1}{N^2}$, $(T = NS)$.

(Lorsque T, N ou S sont imaginaires purs on pose : $T = j\tau$, $N = j\nu$, $S = j\sigma$).

x, y Abscisses sur la ligne (voir figure n° 1).

l Longueur de la ligne.

λ Longueur d'onde.

$\omega = \dfrac{z-N}{T}$ Transformation d'impédance [13 et 14].

$\Gamma = \dfrac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$ Coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne.

2. Fréquences critiques des résonateurs exponentiels

2.1. Etude algébrique directe

La résolution de l'équation au coefficient de réflexion pour une ligne exponentielle sans pertes donne [14] :

$$\Gamma = -\frac{2\gamma}{\delta} + S\,\frac{\Gamma_0 + \dfrac{2\gamma}{\delta} + S\,\mathrm{th}\,\dfrac{S\delta}{2}\,y}{S + \left(\Gamma_0 + \dfrac{2\gamma}{\delta}\right)\mathrm{th}\,\dfrac{S\delta}{2}\,y}\,.$$

Si l'on considère un tronçon dont l'extrémité est en circuit fermé ou en circuit ouvert : $\Gamma_0 = \pm 1$, les longueurs l correspondant à des résonateurs seront obtenues pour $\Gamma(l) = \pm 1$.

Quatre combinaisons sont possibles, si

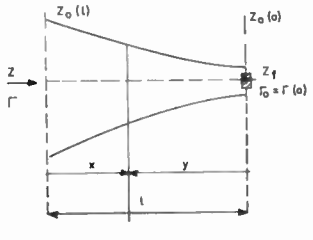
$$\Gamma_0 = \Gamma(l) = \pm 1 \quad ,$$

on obtient la condition :

$$\mathrm{th}\,\frac{S\delta l}{2} = 0 \quad .$$

1° Si S est réel, pas de solution sauf : $l = 0$.

2° Si S est imaginaire pur : $S = j\sigma$.



$$m = \frac{l}{\lambda} = \frac{k}{2\sqrt{1-\left(\dfrac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2}}$$

FIG. 1.

avec $\lambda_0 = \dfrac{4\pi}{|\delta|}$ et k entier positif.

Dans le cas où

$\Gamma_0 = -\Gamma(l) = \pm 1$ on obtient la condition :

$$\text{th}\,\frac{S\delta l}{2} = \pm S$$

$-S$ pour $\Gamma_0 = +1$ (circuit ouvert)

$+S$ pour $\Gamma_0 = -1$ (court-circuit)

$$m' = \frac{l'}{\lambda} = \pm\frac{2}{S\delta\lambda}\,\text{arg th}\,S$$

1° Si S est réel, soit $|\delta|\lambda > 4\pi$, on n'obtient qu'une valeur de l' ; pour avoir $l' > 0$ il faut :

$\delta > 0$ dans le cas d'un résonateur fermé

$\delta < 0$ dans le cas d'un résonateur ouvert.

2° Si S est imaginaire pur : $S = j\sigma$.

$$m' = \frac{l'}{\lambda} = \frac{1}{\beta\sigma}\left[\text{arc tg}\,\sigma + (-1)^{\frac{|\sigma\delta|}{\sigma\delta}}\,k'\pi\right].$$

Les courbes $m(\lambda/\lambda_0)$ et $m'(\lambda/\lambda_0)$ sont représentées sur la figure 2 pour $k = 1$ et $k' = 0, 1, 2$ dans le cas où $\Gamma(0) = -1$. Pour $\Gamma(0) = +1$, on obtient les courbes respectivement symétriques par rapport à l'axe des ordonnées.

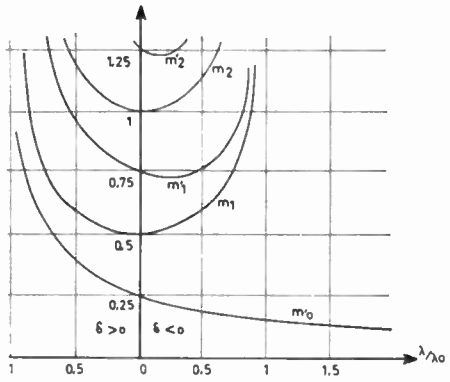


FIG. 2.

Pour une utilisation pratique des résultats, il est commode de tracer $(l/\lambda_0)(\lambda/\lambda_0)$ ou $(l'/\lambda_0)(l/\lambda_0)$. Ces courbes sont représentées sur la figure 3.

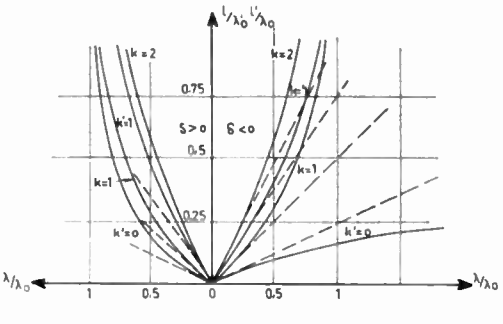


FIG. 3.

Elles permettent, connaissant δ, de déterminer les fréquences de résonance et d'antirésonance d'un tronçon de longueur donnée. La détermination de δ et de la longueur d'un résonateur ayant deux fréquences de résonance ou d'antirésonance prescrites est également facile.

Pour un tronçon en court-circuit de longueur l la première résonance a lieu pour une longueur d'onde λ_1, les autres résonances et antirésonances ont lieu pour des longueurs d'ondes toutes inférieures à $\lambda_0 = 4\pi/|\delta|$; par le choix de δ, on peut ainsi rejeter, si elles sont indésirables, toutes les résonances secondaires au-delà d'une limite fixée à l'avance, ce qui est parfois utile, par exemple, lorsqu'on désire le bon comportement d'un filtre en régime transitoire.

Pour des fortes valeurs de δ, on obtient des résonateurs de faibles dimensions et possédant des coefficients de surtension élevés.

Des mesures effectuées sur de multiples tronçons en faisant varier δ et l ont vérifié les calculs, la figure 4

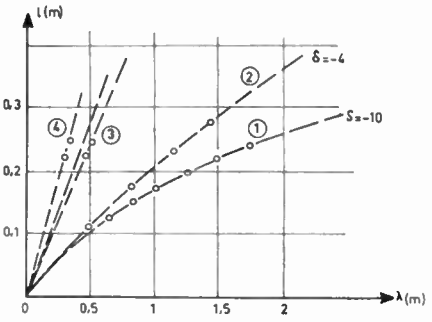


FIG. 4.

montre la concordance de points de mesure avec les courbes théoriques :

Courbe 1 : antirésonance d'un résonateur fermé pour $\delta = -10$.

Courbe 2 : antirésonance d'un résonateur fermé pour $\delta = -4$

Courbe 3 : résonance d'un résonateur fermé pour $\delta = -10$

Courbe 4 : deuxième antirésonance d'un résonateur fermé pour $\delta = -10$.

La répartition non uniforme des fréquences de résonance et d'antirésonance permet la réalisation des filtres haute fréquence en particulier de filtres d'harmoniques dont nous avons entrepris d'étudier les performances.

2.1.1. EXEMPLES DE CALCUL DE RÉSONATEURS EXPONENTIELS

• a) Connaissant δ et l calculer les longueurs d'onde de résonance et d'antirésonance.

$$\lambda_0 = \frac{4\pi}{|\delta|} \quad \text{donne} \quad \frac{l}{\lambda_0}.$$

Les points d'intersection des courbes de la figure 3 correspondant aux résonances cherchées avec la droite d'ordonnée l/λ_0 donne les valeurs de λ/λ_0 correspondant à ces résonances.

Application numérique

$$\delta = -10 \qquad l = 0{,}23 \text{ m}$$

$$\lambda_0 = \frac{4\pi}{10} = 1{,}257 \text{ m} \qquad \frac{l}{\lambda_0} = 0{,}183$$

Pour un résonateur fermé :

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 1{,}225 \; ; \; 0{,}345 \; ; \; 0{,}25 \; ; \; 0{,}18$$

1re antirésonance à : $\lambda = 1{,}225\ \lambda_0 \rightarrow f_1 = 195$ MHz
1re résonance à : $\lambda = 0{,}345\ \lambda_0 \rightarrow f_2 = 692$ MHz
2e antirésonance à : $\lambda = 0{,}25\ \lambda_0 \rightarrow f_3 = 956$ MHz
2e résonance à : $\lambda = 0{,}18\ \lambda_0 \rightarrow f_4 = 1327$ MHz

Pour un résonateur ouvert :

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 0{,}49 \; ; \; 0{,}33 \; ; \; 0{,}225 \; ; \; 0{,}17$$

1re résonance à : $\lambda = 0{,}49\ \lambda_0 \rightarrow f_1 = 487$ MHz
1re antirésonance à : $\lambda = 0{,}33\ \lambda_0 \rightarrow f_2 = 723$ MHz
2e résonance à : $\lambda = 0{,}225\ \lambda_0 \rightarrow f_3 = 1062$ MHz
2e antirésonance à : $\lambda = 0{,}17\ \lambda_0 \rightarrow f_4 = 1403$ MHz

• *b*) Connaissant les longueurs d'onde des deux premières résonances λ_1 et λ_2 calculer δ et l.

$$1^o \quad \lambda_1/\lambda_2 = f_2/f_1 = a > 2 \qquad (1)$$

On cherche sur les courbes de droite de la figure 3 à placer une parallèle à l'axe des λ/λ_0 coupant les courbes $k' = 0$ et $k = 1$ de telle sorte que les points d'intersection aient des abscisses λ_1/λ_0 et λ_2/λ_0 dans le rapport a.

Il est commode d'utiliser la courbe $(\lambda_1/\lambda_2)(l/\lambda_0)$ de la figure 5.

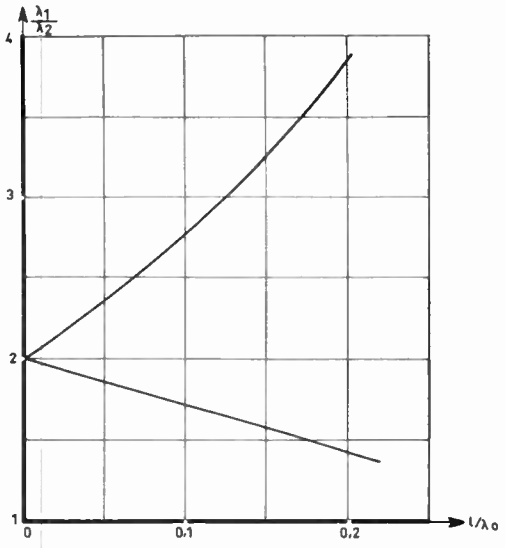


FIG. 5.

On connaît alors λ_1/λ_2 ou λ_2/λ_0 qui permet de calculer λ_0 soit δ.

L'ordonnée de la droite d'intersection donnant l/λ_0, on en déduit l.

Pour un résonateur fermé on prend $\delta < 0$

Pour un résonateur ouvert on prend $\delta > 0$

$$2^o \quad \lambda_1/\lambda_2 = f_2/f_1 = a < 2.$$

On opère de même sur les courbes de gauche.

Pour un résonateur fermé on prendra alors $\delta > 0$.

Pour un résonateur ouvert on prendra $\delta < 0$.

Application numérique

$$f_2 = 900 \text{ MHz} \qquad f_1 = 300 \text{ MHz}$$

soit : $\lambda_2 = 0{,}33$ m $\quad \lambda_1 = 1$ m $\quad a = \lambda_1/\lambda_2 = 3$

on obtient : $l/\lambda_0 = 0{,}128$

et : $\lambda_1/\lambda_2 = 0{,}75 \qquad \lambda_2/\lambda_0 = 0{,}25$

ce qui donne $\lambda_0 = \dfrac{1}{0{,}75} = 1{,}33$ soit $|\delta| = 9{,}43$

et $l = 0{,}128\ \lambda_0 = 0{,}128 \times 1{,}33 = 0{,}17$ m.

Pour un résonateur fermé, f_1 sera une fréquence d'antirésonance, f_2 une fréquence de résonance, on prendra : $\delta = -9{,}43$.

• *c*) Connaissant la première longueur d'onde de résonance ou d'antirésonance et la longueur l du résonateur, on veut : δ.

En général on veut soit réduire les dimensions des résonateurs pour des raisons d'encombrement, soit les augmenter pour les usiner plus facilement aux fréquences élevées.

On utilise les courbes de la figure 2, on porte en ordonnée l/λ sur la courbe correspondant au type de résonateur choisi, on obtient alors λ_0 soit δ.

Applications numériques

1^o $\lambda = 1$ m $\quad l = 0{,}15$ m (antirésonance)

(En ligne uniforme, on aurait $l = 0{,}25$ m).

La courbe donne :

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 1{,}14 \qquad |\delta| = \frac{4\pi}{\lambda_0} = 4\pi \times 1{,}14 = 14{,}3 \text{ m}^{-1}$$

on prendra : $\delta = -14{,}3$ m^{-1}.

2^o $\lambda = 0{,}1$ m $\quad l = 0{,}05$ m (résonance)

(En ligne uniforme, on aurait $l = 0{,}025$ m)

La courbe donne :

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 0{,}675 \qquad \delta = 4\pi \times 6{,}75 = 84{,}9.$$

Remarque

Les courbes de la figure 5 représentent la variation du rapport $\lambda_1/\lambda_2 = f_2/f_1$ (f_1 première fréquence critique, f_2 deuxième fréquence critique en fonction de l/λ_0. Ces courbes permettent de faire facilement la synthèse de résonateurs présentant deux fréquences critiques dans un rapport donné.

Par exemple, si on veut un élément présentant une résonance à 1 000 MHz, une antirésonance à 3 000 MHz, on aura $f_2/f_1 = 3$, il faudra un résonateur ouvert avec $\delta > 0$ tel que $l/\lambda_0 = 0{,}128$.

La valeur de l/λ_0 nous donne $\lambda/\lambda_0 = 0{,}76$ sur les courbes de la figure 2 ; connaissant $\lambda = 0{,}33$ m, on en déduit :

$$\lambda_0 = \frac{0{,}33}{0{,}76} = 0{,}434 \qquad \text{soit } \delta = 28{,}95.$$

2.2. Etude graphique des résonateurs simples

Pour un résonateur fermé $z_0 = 0$,

soit $$\omega_0 = -\frac{N}{T} = j\frac{v}{T}.$$

Pour un résonateur ouvert $z_0 = \infty$, soit $\omega_0 = \infty$.

La détermination des résonateurs consiste à faire tourner le point représentatif dans le diagramme de Smith d'un angle $-2T\beta l$ de façon à arriver en un point représentant une impédance d'entrée nulle ou infinie.

Les schémas et calculs ci-après résument les résultats obtenus pour diverses configurations (représentées ici en structure bifilaire).

2.2.1. *Ligne court-circuitée en antirésonance*

- $\delta > 0$ (fig. 6).

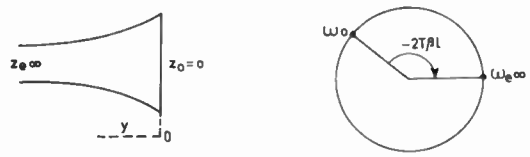


Fig. 6

$$z_0 = 0 \Longrightarrow \omega_0 = j\frac{v}{T}$$

$$z_e \infty \Longrightarrow \omega_e \infty$$

$$-2 \text{ Arc tg}\frac{v}{T} - 2T\beta l = -(2k+1)\pi$$

avec k entier $\geqslant 0$.

$$\text{Arc tg}\frac{T}{v} + T\beta l = k\pi$$

$$l = \frac{1}{T\beta}\left[k\pi + \text{Arc tg}\frac{T}{v}\right]$$

- $\delta < 0$ (fig. 7).

$$z_0 = 0 \Longrightarrow \omega_0 = j\frac{v}{T}$$

$$z_e \infty \Longrightarrow \omega_e \infty$$

$$-2T\beta l - 2 \text{ Arc tg}\frac{v}{T} = -(2k+1)\pi$$

$$-T\beta l + \text{Arc tg}\frac{T}{v} = -(k+1)\pi$$

$$l = \frac{1}{T\beta}\left[(k+1)\pi + \text{Arc tg}\frac{T}{v}\right].$$

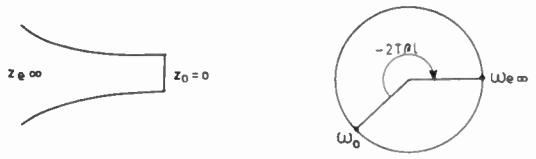


Fig. 7.

2.2.2. *Ligne ouverte en résonance*

$$z_0 \infty \Longrightarrow \omega_0 \infty$$

$$z_e = 0 \Longrightarrow \omega_e = j\frac{v}{T}$$

- $\delta > 0$ (fig. 8)

$$2 \text{ Arc tg}\frac{v}{T} - 2T\beta l = -(2k+1)\pi$$

$$T\beta l + \text{Arc tg}\frac{T}{v} = (k+1)\pi$$

$$l = \frac{1}{T\beta}\left[(k+1)\pi - \text{Arc tg}\frac{T}{v}\right].$$

Fig. 8.

- $\delta < 0$ (fig. 9)

$$-2T\beta l + 2 \text{ Arc tg}\frac{v}{T} = -(2k+1)\pi$$

$$-T\beta l - \text{Arc tg}\frac{T}{v} = -k\pi$$

$$l = \frac{1}{T\beta}\left[k\pi - \text{Arc tg}\frac{T}{v}\right].$$

Fig. 9.

2.2.3. *Ligne ouverte en antirésonance. Ligne court-circuitée en résonance.*

$z_e = z_0$, $\omega_e = \omega_0$ le point figuratif tourne d'un nombre entier de tours sur le diagramme (fig. 10)

nous avons alors :

$$-2T\beta l = -2(k+1)\pi$$

soit
$$l = \frac{k+1}{T\beta}\pi.$$

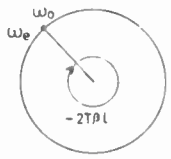


FIG. 10

2.3. ETUDE GRAPHIQUE DES RÉSONATEURS DOUBLES

Ces résonateurs sont constitués par deux tronçons de ligne exponentielle de constantes δ_1 et δ_2 telles que $\delta_2 = -\delta_1$ ayant même longueur et connectés en cascade de telle sorte qu'il n'y ait pas de rupture d'impédance à la jonction.

Certains types de résonateurs peuvent être étudiés en les considérant comme formés par deux résonateurs élémentaires ; pour d'autres configurations, il est nécessaire de joindre quelques calculs à la solution graphique.

Nous aurons : $v_1 = -v_2 = v$, $T_1 = T_2 = T$

2.3.1. *Ligne court-circuitée en résonance* (fig. 11)

La longueur totale est, pour $\delta_1 < 0$ soit $v < 0$:

$$l = \frac{2}{T\beta}\left[(k+1)\pi + \operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{v}\right];$$

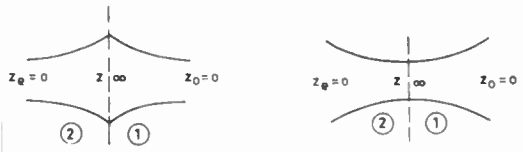


FIG. 11.

pour $\delta_1 > 0$, $v = 0$:

$$l = \frac{2}{T\beta}\left[k\pi + \operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{v}\right].$$

2.3.2. *Ligne ouverte en antirésonance* (fig. 12)

pour $\delta_1 < 0$, $v < 0$

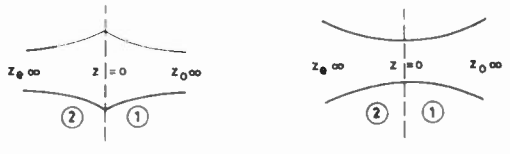


FIG. 12.

$$l = \frac{2}{T\beta}\left[k\pi - \operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{v}\right];$$

pour $\delta_1 > 0$, $v > 0$

$$l = \frac{2}{T\beta}\left[(k+1)\pi - \operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{v}\right].$$

2.3.3. *Ligne ouverte en résonance* (fig. 13)

Soient ω_0, ω_1, ω_2, ω_e les impédances transformées par la relation $\omega = \frac{z+jv}{T}$ aux points indiqués sur la figure (cas $\delta_1 < 0$).

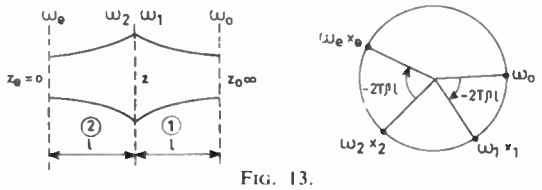


FIG. 13.

A la jonction, nous avons la même impédance réduite soit :

$$z = T\omega_1 - jv_1 = T\omega_2 - jv_2$$

ou avec :

$$\omega_1 = j\chi_1, \quad \omega_2 = j\chi_2$$

$$\chi_2 = \chi_1 - 2\frac{v}{T}.$$

Les relations angulaires s'écrivent :

$$-2T\beta l + 2 \operatorname{Arc\,tg}\ \chi_1 = -\pi$$

soit
$$\operatorname{tg}\ T\beta l = -\frac{1}{\chi_1}$$

$$-2 \operatorname{Arc\,tg}\frac{v_2}{T} + 2 \operatorname{Arc\,tg}\ \chi_2 = -2T\beta l$$

$$\operatorname{tg}\left[\operatorname{Arc\,tg}\ \chi_2 - \operatorname{Arc\,tg}\frac{v_2}{T}\right] = -\operatorname{tg}\ T\beta l = \frac{1}{\chi_1}$$

$$\frac{\chi_2 + \frac{v}{T}}{1 - \chi_2\frac{v}{T}} = \frac{1}{\chi_1}$$

$$\chi_1^2 = 1 + \frac{2v^2}{T^2} = \frac{T^2+v^2+v^2}{T^2} = \frac{1+v^2}{T^2}$$

χ_1 étant négatif, nous avons :

$$\chi_1 = -\frac{\sqrt{1+v^2}}{T}$$

soit $$\operatorname{tg} T\beta l = \frac{T}{\sqrt{1+v^2}}$$

et la longueur totale sera :

$$L = 2l = \frac{2}{T\beta}\left[\operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{\sqrt{1+v^2}} + k\pi\right]$$

avec k entier non négatif.

Dans le cas où $\delta_1 > 0$ (fig. 14) les relations angulaires sont les mêmes, les résultats sont identiques.

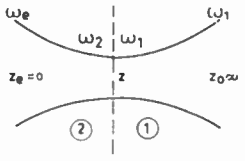


FIG. 14.

2.3.4. *Ligne court-circuitée en antirésonance.*

A la jonction, nous avons toujours :

$$\chi_2 = \chi_1 - 2\frac{v}{T}$$

ce qui nous donne les diagrammes de la figure 15 (*a* et *b*).

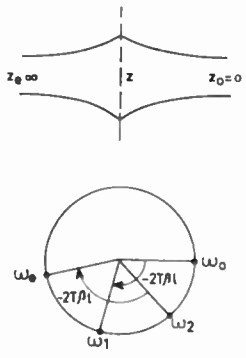


FIG. 15 *a*.

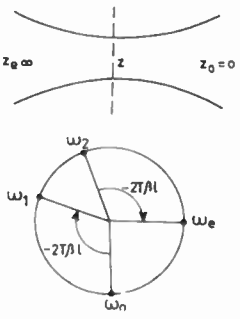


FIG. 15 *b*.

Les relations angulaires s'écrivent dans les deux cas ($\delta_1 > 0$ ou $\delta_1 < 0$).

$$-2\operatorname{Arc\,tg}\chi_2 - 2T\beta l = -\pi$$

$$-2T\beta l = -2\operatorname{Arc\,tg}\chi_1 + 2\operatorname{Arc\,tg}\frac{v_1}{T}$$

soit $$T\beta l = \operatorname{Arc\,tg}\frac{1}{\chi_2}$$

et $$\frac{1}{\chi_2} = \frac{\chi_1 - \dfrac{v}{T}}{1+\chi_1\dfrac{v}{T}} \qquad \chi_2^2 = \frac{1+v^2}{T^2}$$

$$\chi_2 = \frac{\sqrt{1+v^2}}{T} \qquad \text{car } \chi_1 > 0$$

on retrouve la longueur :

$$L = 2l = \frac{2}{T\beta}\left[\operatorname{Arc\,tg}\frac{T}{\sqrt{1+v^2}} + k\pi\right].$$

3. Comportement en fréquence des résonateurs

Les équations au coefficient de réflexion dans le cas d'une charge purement réactive et d'une ligne sans pertes $|\Gamma_0| = 1$ se réduisent à : $|\Gamma| = 1$.

et

$$\frac{d\varphi}{dy} + 2\beta - \frac{Z_0'}{Z_0}\sin\varphi = \frac{d\varphi}{dy} + 2\beta - f_y \sin\varphi = 0.$$

En particulier pour un résonateur ouvert :

$$\varphi(0) = \varphi_0 = \pi$$

pour un résonateur fermé : $\varphi(0) = \varphi_0 = 0$.

Soit $\varphi_1(y)$ une solution de l'équation précédente $\varphi_1 + 2k\pi$ est aussi une solution et $\varphi = \varphi_1 + \pi$ est solution de l'équation correspondant à une ligne telle que :

$$f_1(y) = -f(y).$$

La réactance X et la susceptance B sont données par :

$$X = \operatorname{cotg}\frac{\varphi}{2}, \qquad B = -\operatorname{tg}\frac{\varphi}{2}.$$

3.1. LIGNE UNIFORME : $f(y) = 0$

$$\varphi(0) - \varphi(y) = 2\beta y = 4\pi\frac{y}{\lambda}.$$

On voit sur cet exemple simple l'intérêt de choisir des variables réduites pour éviter la multiplication des courbes (fig. 16).

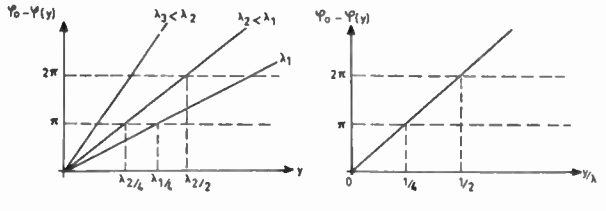


FIG. 16.

3.2. LIGNE EXPONENTIELLE : $f(y) = -\delta$

$$\frac{d\varphi}{dy} + 2\beta + \delta\sin\varphi = 0.$$

On peut résoudre cette équation en faisant le changement de fonction $B = -\operatorname{tg}\varphi/2$ ce qui revient à passer en susceptance.

La solution est une fonction à trois variables $\varphi(y, \delta, \beta)$.

Pour obtenir des courbes utilisables il faut considérer δ et β comme paramètres indépendants ce qui amène à construire pour chaque valeur de δ un réseau de courbes $\varphi(y, \beta)$.

Nous allons effectuer deux changements de variables permettant de décrire complètement la fonction φ avec deux réseaux de courbes seulement.

1) Posons $u = |\delta|y$, l'équation précédente devient :

$$\frac{d\varphi}{du} + \frac{4\pi}{|\delta|\lambda} \pm \sin\varphi = 0.$$

Le signe + étant pris pour $\delta > 0$

Le signe − étant pris pour $\delta < 0$

Les courbes des figures 17 et 18 représentent les variations de $\varphi_1(u)$ et $\varphi_2(u)$ pour diverses valeurs du paramètre $|\delta|\lambda$.

2) Posons $v = y/\lambda$, l'équation devient :

$$\frac{d\varphi}{dv} + 4\pi + \delta\lambda \sin\varphi = 0.$$

3.2.1. *Considérations pratiques*

Nous avons une fonction φ de trois paramètres y, λ, δ. Les problèmes pouvant se poser sont alors de déterminer une des grandeurs φ, y, λ ou δ connaissant les trois autres, on peut considérer quatre cas résumés dans le tableau I :

TABLEAU I

Cas	1	2	3	4
Données	y, λ, δ	φ, y, δ	φ, λ, δ	φ, y, λ
Inconnues	φ	λ	y	δ

Pour les trois premiers cas, les courbes des figures 5 et 6 suffisent. Le quatrième cas se résoud facilement si l'on prend soin de tracer sur les figures 17 et 18 les réseaux de courbes correspondant à :

$$\frac{|\delta|y}{|\delta|\lambda} = \frac{y}{\lambda} = m$$

pour diverses valeurs de m.

Ces courbes sont représentées en trait interrompu.

3.2.2. *Applications des résultats à la détermination des fréquences critiques des résonateurs.*

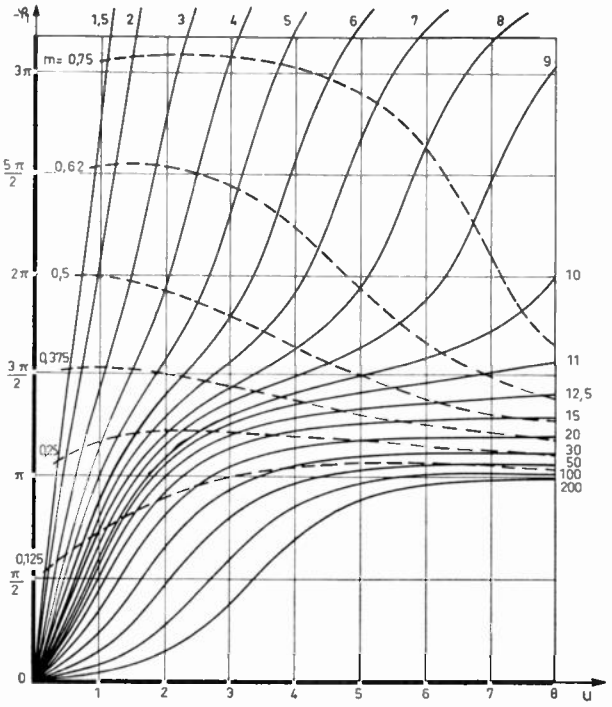


FIG. 17.

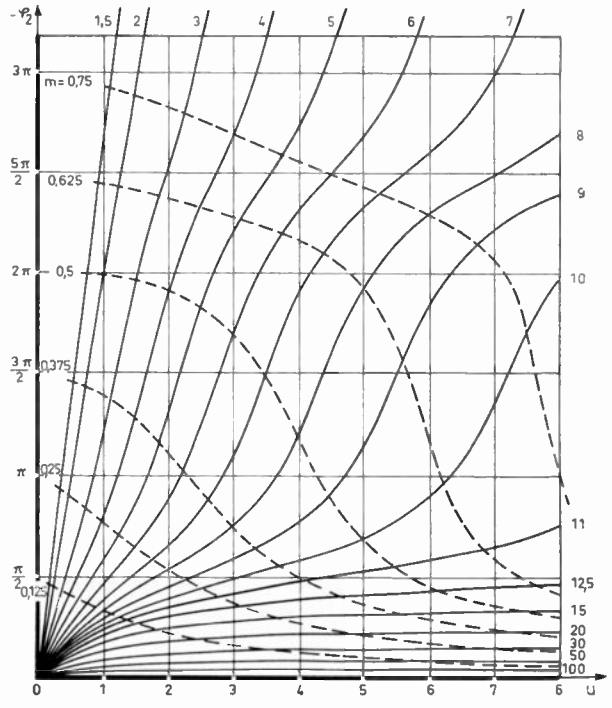


FIG. 18.

Pour une résonance, on doit avoir $\varphi = (2k+1)\pi$; pour une antirésonance, on doit avoir $\varphi = 2k\pi$ (avec k entier non négatif).

On peut donc, par exemple, déterminer l'exposant δ de résonateurs connaissant la longueur d'onde δ et la longueur l.

Les déterminations graphiques ont recoupé parfaitement les résultats obtenus par le calcul direct et on peut utiliser pratiquement les courbes déjà données sur les figures 2 et 3.

Pour un résonateur ouvert avec $\delta < 0$:

$$\varphi = \varphi_1(u)$$

Pour un résonateur ouvert avec $\delta > 0$:

$$\varphi = \varphi_2(u)$$

Pour un résonateur fermé avec $\delta < 0$:

$$\varphi = \pi + \varphi_2(u)$$

Pour un résonateur fermé avec $\delta > 0$:

$$\varphi = \pi + \varphi_1(u)$$

3.2.3. *Comportement en fréquence d'un résonateur exponentiel*

Il est quelquefois commode, pour réaliser des dispositifs d'adaptation à large bande, de connaître la variation de la réactance X ou de susceptance B d'un résonateur en fonction de la fréquence. On utilise alors les courbes des figures 17 et 18 avec :

$$X = \operatorname{cotg} \frac{\varphi}{2} \qquad \text{et} \qquad B = -\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}.$$

On obtient alors directement les courbes de réactance ou de susceptance des résonateurs comme nous en verrons quelques-unes ci-après.

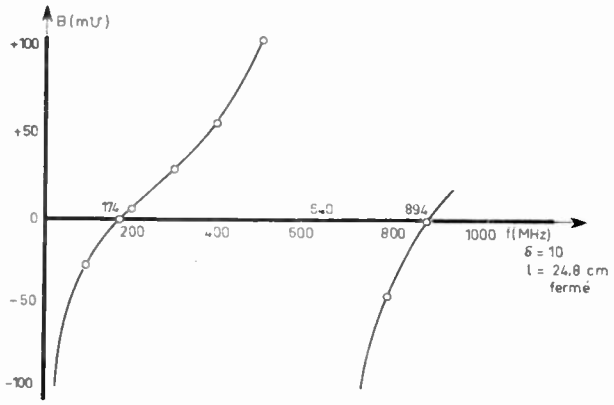


FIG. 19.

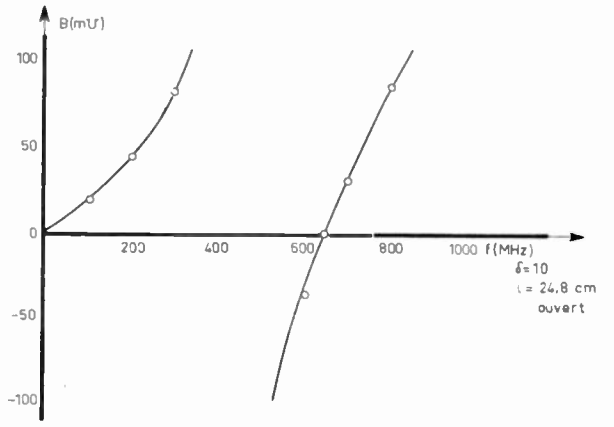


FIG. 20.

3.2.4. *Applications numériques, vérifications expérimentales*

De nombreux résonateurs exponentiels coaxiaux ont été construits au tour à reproduire à l'aide de gabarits soigneusement élaborés.

Les figures 19 et 20 montrent, pour quelques profils, la correspondance des points de mesure avec les courbes théoriques.

3.3. Lignes hyperboliques

Nous avons envisagé des lignes telles que

$Z_0 = Z_0(0) \operatorname{ch}^n ay$ avec $\pm n = 0{,}5 ; 1 ; 2.$

$$f(y) = na \operatorname{th} ay$$

L'équation en φ s'écrit alors :

$$\frac{d\varphi}{dy} + \frac{4\pi}{\lambda} - na \operatorname{th} ay \cdot \sin \varphi = 0$$

qui, en posant $u = |a|x$ donne,

$$\frac{d\varphi}{du} + \frac{4\pi}{|a|\lambda} \mp n \operatorname{th} u \cdot \sin \varphi = 0.$$

Le changement de a en $-a$ ne change pas la ligne mais en introduisant le double signe dans l'équation on tiendra compte plus facilement comme dans la ligne exponentielle des conditions de fermeture et on étudiera à la fois le cas n négatif.

Les courbes des figures 21, 22, 23, 24, 25 et 26 représentent les courbes $\varphi(u)$ pour diverses valeurs du paramètre $|a|\lambda$.

L'utilisation de telles courbes est en tous points identique à celle des courbes de la ligne exponentielle, nous avons essayé pour tous les types de ligne de choisir la fonction u de telle sorte qu'elle représente toujours une influence des paramètres voisine dans tous les cas.

Les courbes des figures qui suivent permettent comme pour la ligne exponentielle un choix rapide des paramètres pour des filtres à résonateurs.

Dans chaque cas :

Pour	$n > 0$	et	$\varphi_0 = 0$	$\varphi = \varphi_1$
	$n < 0$	et	$\varphi_0 = 0$	$\varphi = \varphi_2$
	$n > 0$	et	$\varphi_0 = \pi$	$\varphi = \pi + \varphi_2$
	$n < 0$	et	$\varphi_0 = \pi$	$\varphi = \pi + \varphi_1$

3.4. Ligne coniques

Nous avons :

$$Z_0(y) = \frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{b}{a}(y)$$ pour un coaxial, et :

$$Z_0(y) = \frac{\eta}{\pi} \ln \frac{D}{r}(y)$$ pour un bifilaire.

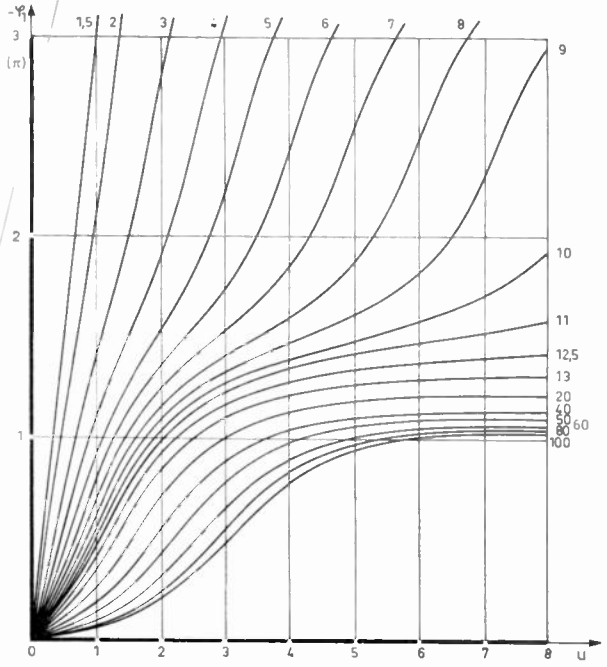


FIG. 21

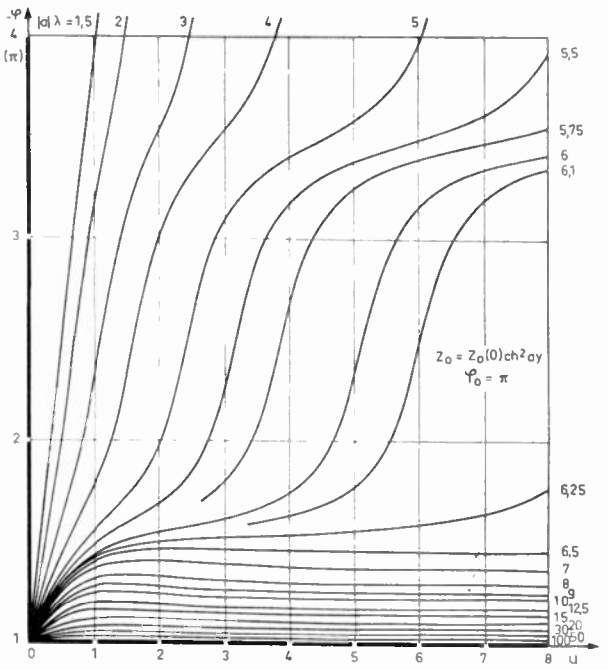


FIG. 24

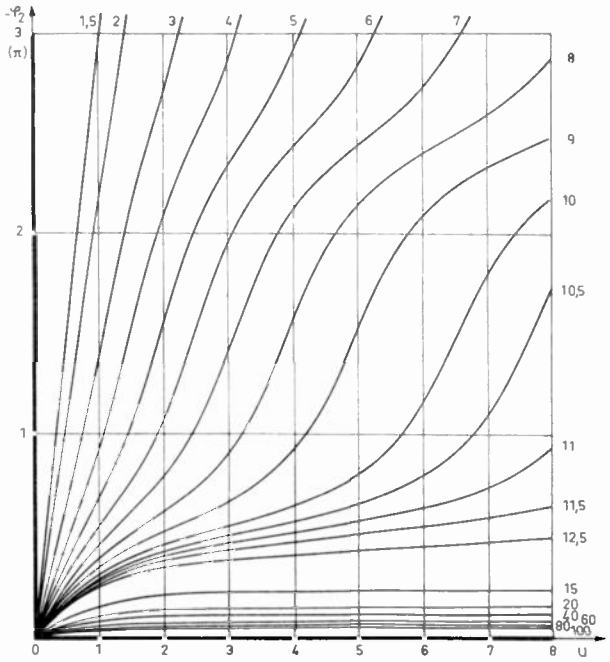


FIG. 22

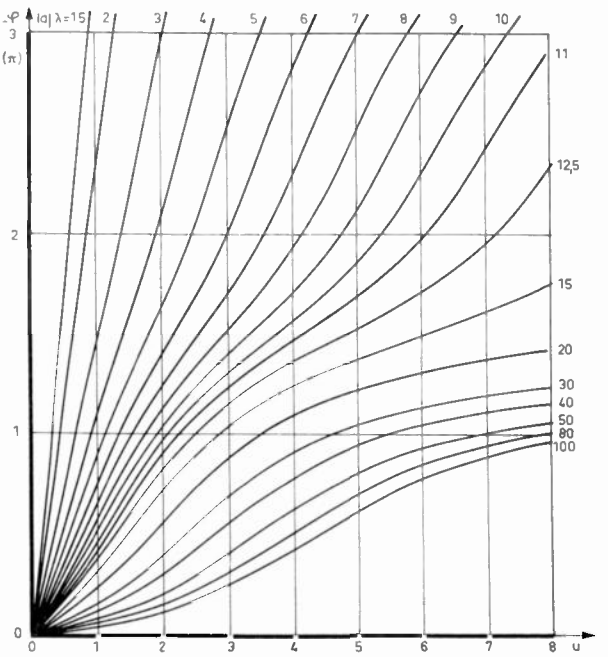


FIG. 25

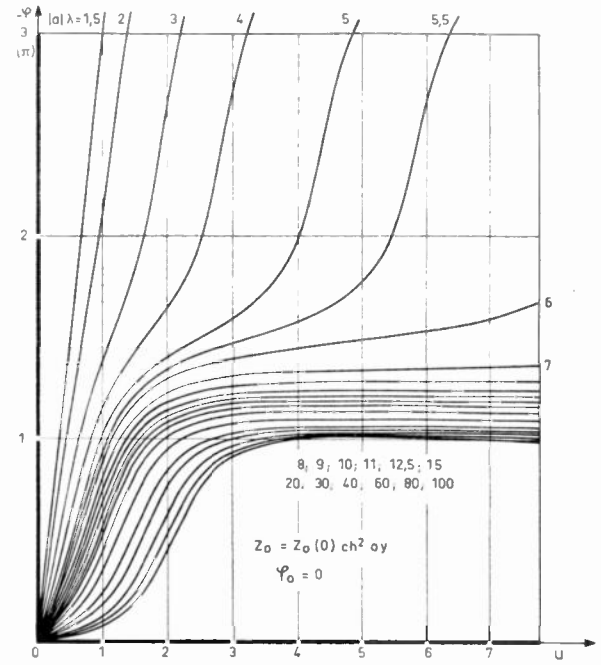


FIG. 23

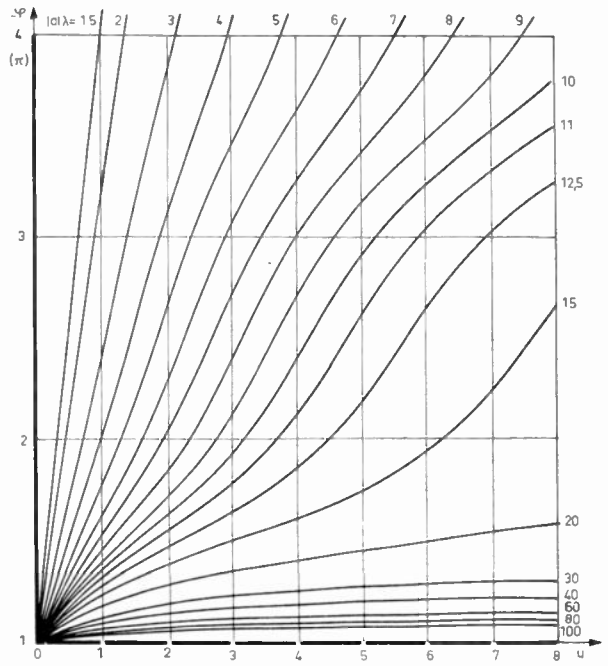


FIG. 26

Nous prendrons une variation linéaire en fonction de x ou y d'une des grandeurs b, a, D ou r.

Nous aurons ainsi toujours :

$$Z_0(y) = K \ln(my+p)$$

avec $\pm K = \eta/\pi$ ou $\eta/2\pi$ selon qu'il s'agira d'une ligne bifilaire ou coaxiale.

$$f(y) = \frac{m}{(my+p)\ln(my+p)}.$$

Nous aurons :

$$Z_0(0) = K \ln p$$

soit $$p = e^{Z_0(0)/K}.$$

Si la ligne a pour longueur l :

$$Z_0(l) = K \ln(ml+p)$$

et

$$m = \frac{1}{l}\left[e^{Z(l)/K} - e^{Z(0)/K}\right].$$

Pour un résonateur, l'équation en φ s'écrit :

$$\frac{d\varphi}{dy} + \frac{4\pi}{\lambda} - \frac{m \sin\varphi}{(my+p)\ln(my+p)} = 0$$

En posant $|m|y = u$, nous obtenons :

$$\frac{d\varphi}{du} + \frac{4\pi}{\lambda|m|} - \frac{\pm \sin\varphi}{(\pm u+p)\ln(\pm u+p)}$$

(signes supérieurs pour $m > 0$, signes inférieurs pour $m < 0$).

Remarques

Si b (ou D) varie, nous prendrons :

$$\frac{b}{a}\left(\text{ou } \frac{D}{r}\right) = my+p$$

p est alors supérieur à 1.

pour $m > 0$, nous n'aurons aucun ennui.

pour $m < 0$, il faudra $y > \dfrac{1-p}{m} \Longrightarrow u < p-1$,

sinon $\ln(my+p)$ s'annulerait.

Si a (ou n) varie, nous prendrons :

$$\frac{a}{b}\left(\text{ou } \frac{r}{D}\right) = my+p$$

p est alors inférieur à 1.

pour $m > 0$, il faudra $y < \dfrac{1-p}{m} \Longrightarrow u < 1-p$;

pour $m < 0$ il faudra $y < -\dfrac{p}{m} \Longrightarrow u < p$.

$m = 0$ correspond à une ligne uniforme.

Notons quelques valeurs courantes de p pour du coaxial :

TABLEAU 2

$Z_0(0)$	25 Ω	50 Ω	75 Ω	100 Ω	300 Ω
Cas $p > 1$	1,517	2,301	3,49	5,3	148
Cas $p < 1$	0,659	0,4345	0,2867	0,189	0,0067

L'utilisation presque exclusive de l'impédance standard de 50 Ω en coaxial nous a conduit à poursuivre l'étude pour cette valeur d'impédance. Des courbes relatives à d'autres valeurs sont données dans une note technique, les résultats sont qualitativement identiques à ceux trouvés pour 50 Ω.

3.4.1. *Etude du cas $m>0$, $p>1$*

La ligne se présente alors sous la forme suivante (fig. 27) :

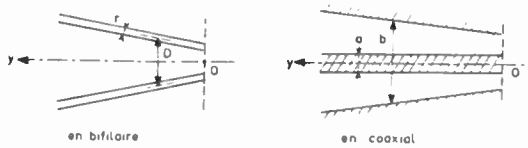


FIG. 30.

L'équation en φ s'écrit :

$$\frac{d\varphi}{du} + \frac{4\pi}{\lambda|m|} - \frac{\sin\varphi}{(u+p)\ln(u+p)} = 0$$

u variant de 0 à l'infini, $F = [(u+p)\ln(u+p)]^{-1}$ décroît de $(p \ln p)^{-1}$ à zéro, selon le tableau ci-après, établi pour $p = 2{,}3$ correspondant à une impédance caractéristique à l'entrée de 50 Ω.

TABLEAU 3

U	F	U	F
0	0,5165	6	0,0569
1	0,2540	7	0,0482
2	0,1596	8	0,0416
3	0,1132	9	0,0365
4	0,0863	10	0,0324
5	0,0690		

Les courbes des figures 28 et 29 représentent la variation de φ en fonction de u respectivement pour un résonateur ouvert $\varphi_0 = 0$ et pour un résonateur fermé ($\varphi_0 = \pi$) ; leur utilisation est identique à celle des courbes de la ligne exponentielle.

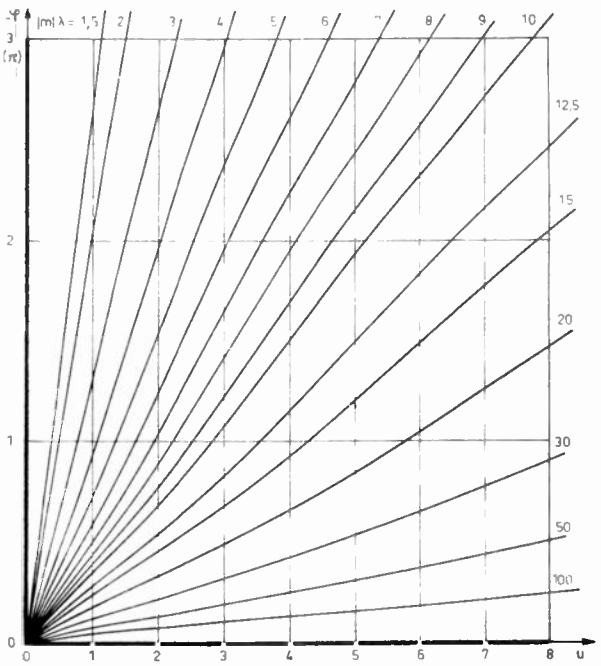


FIG. 28

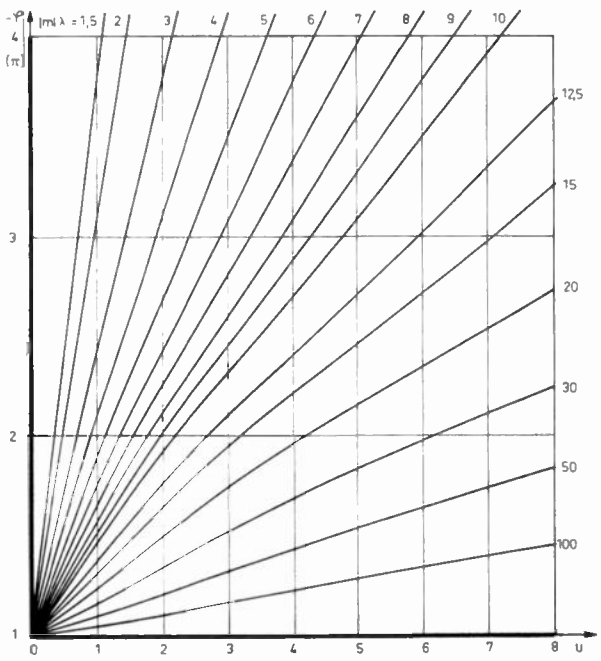


FIG. 29

Un réseau $\frac{|m|y}{|m|\lambda} = \frac{y}{\lambda} = C^{te}$ peut être tracé en superposition il permet de résoudre complètement le problème à quatre variables.

A titre d'exemple déterminons la courbe d'impédance et les fréquences critiques d'un résonateur coaxial ouvert tel que $Z_0(0) = 50\ \Omega$, $Z_0(b) = 100\ \Omega$ et $l = 0{,}2\ m$. Nous choisirons le cas où le diamètre du conducteur central varie.

Nous avons alors (fig. 30) :

$p = 0{,}4345$

$ml = 0{,}245$

$m = 1{,}225$

$m\lambda_1 = 1{,}21$

$\lambda_1 = 0{,}988\ m$

$m\lambda_2 = 0{,}49$

$\lambda_2 = 0{,}4\ m$

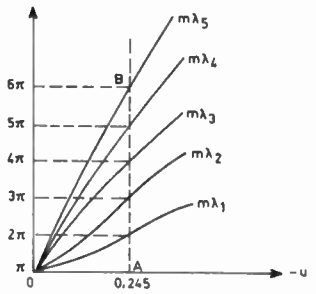


FIG. 30.

pour la première résonance :

$$f_1 = 306{,}6\ \text{MHz}$$

pour la deuxième résonance :

$$f_2 = 750\ \text{MHz}.$$

Le déplacement de A vers B correspond à une augmentation de la fréquence, en notant pour chaque valeur de $m\lambda$ l'angle φ, on peut tracer, à l'aide de la formule $X = \text{cotg}\ \varphi/2$, la courbe de réactance X en fonction de la fréquence (fig. 31).

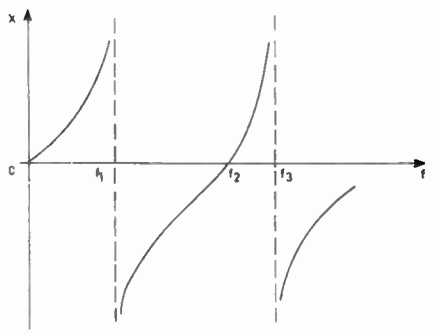


FIG. 31.

3.4.2. *Etude du cas* $m < 0$, $p > 1$

La ligne se présente alors sous la forme de la figure 32.

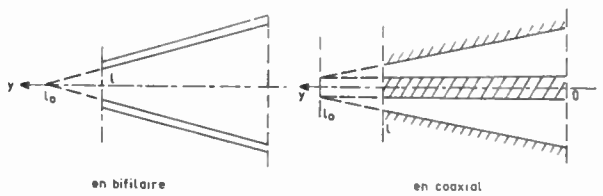


FIG. 32.

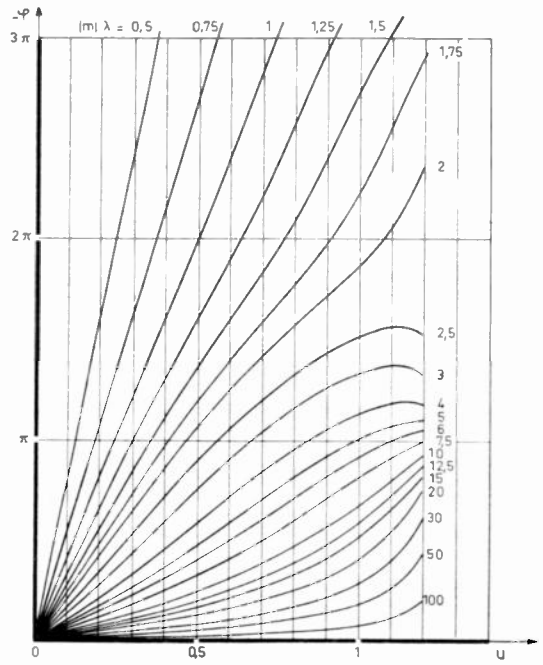


FIG. 33

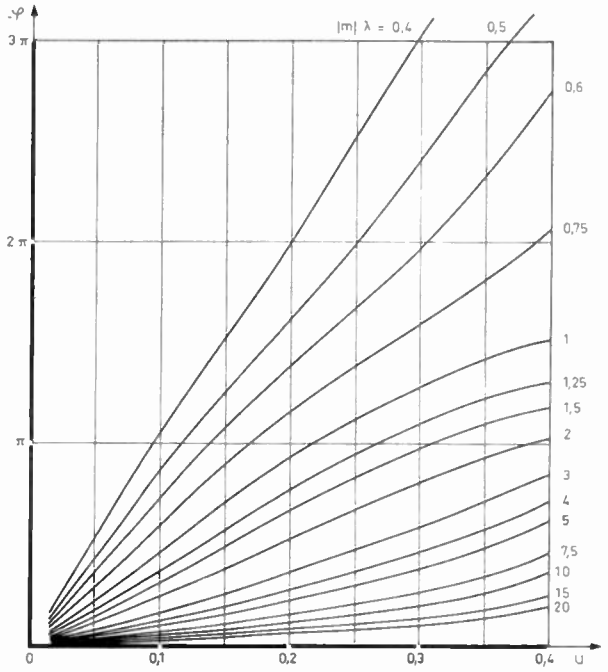


FIG. 36

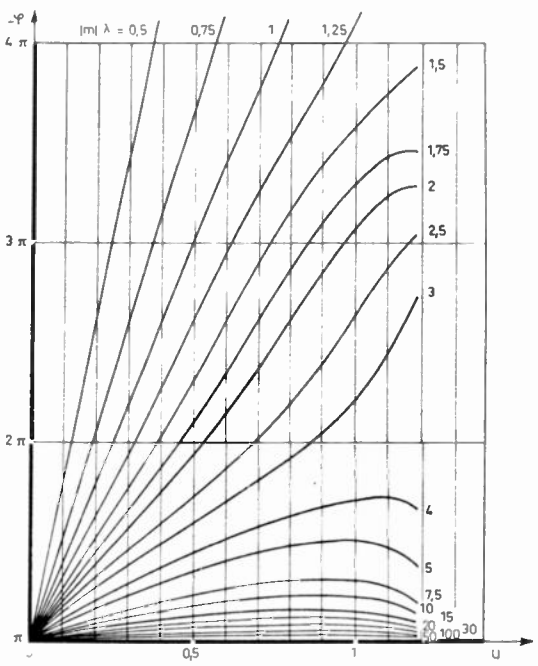


FIG. 34

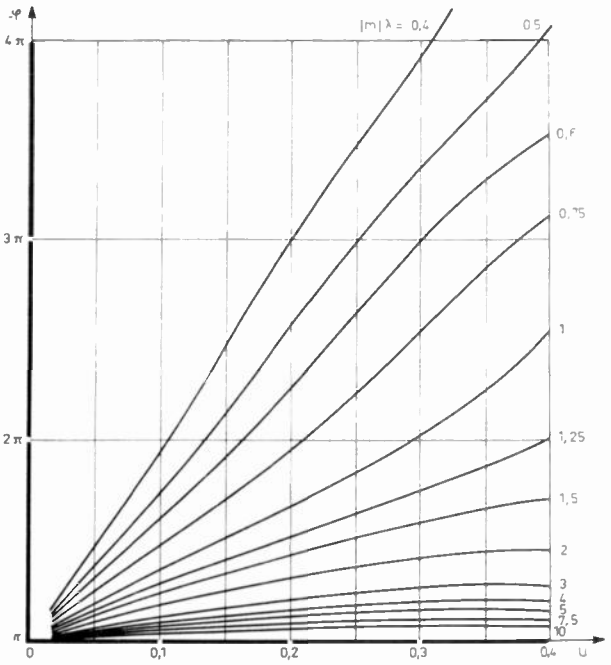


FIG. 37

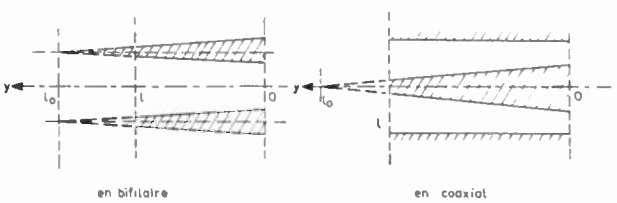


FIG. 35

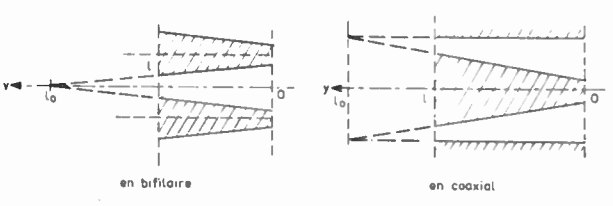


FIG. 38

L'équation en φ s'écrit :

$$\frac{d\varphi}{du} + \frac{4\pi}{\lambda|m|} + \frac{\sin\varphi}{(p-u)\ln(p-u)} = 0.$$

La variation de u est alors limitée, il faut $p-u > 1$ soit $u < p-1$, sinon $\ln(p-u)$ s'annulerait, cela correspond à la rencontre des conducteurs au point d'abscisse l_0.

$F = [(p-u)\ln(p-u)]^{-1}$ varie de $(p \ln p)^{-1}$ à l'infini selon le tableau IV ($p = 2{,}3$).

TABLEAU IV

u	F	u	F
0	0,5165	0,7	1,333
0,1	0,5767	0,8	1,644
0,2	0,6426	0,9	2,127
0,3	0,7225	1	2,932
0,4	0,7818	1,1	4,587
0,5	0,946	1,2	9,523
0,6	1,109	1,3	—

Les courbes $\varphi(u)$ sont représentées sur les figures 33 et 34.

3.4.3. *Etude du cas* $m < 0$, $p < 1$

La ligne se présente alors sous la forme donnée par la figure 35.

L'équation en φ est identique à celle du cas 2, mais il faut ici que $u+p < 0$. Cela correspond dans le cas du coaxial à un conducteur central dont le diamètre devient nul pour l_0.

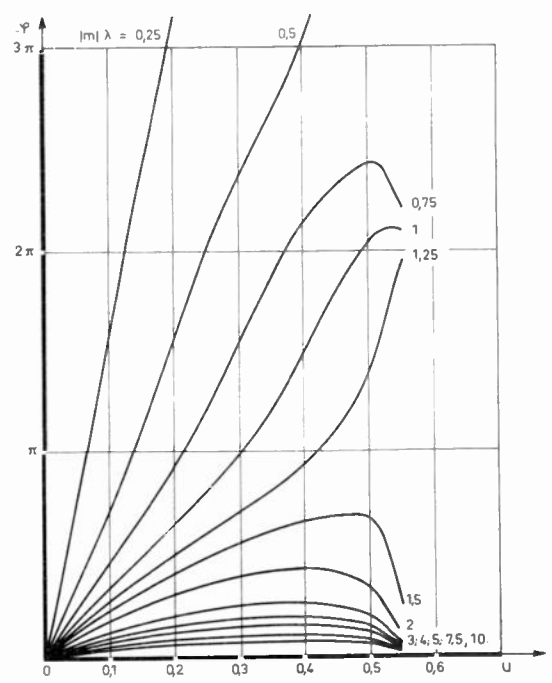


FIG. 39

TABLEAU V

u	F	u	F
0	2,762	0,35	5,235
0,05	2,849	0,4	6,622
0,1	2,985	0,45	9,174
0,15	3,184	0,5	15,69
0,2	3,460	0,55	63,29
0,25	3,861	0,566	∞
0,3	4,405		

Les courbes $\varphi(u)$ sont représentées sur les figures 36 et 37.

3.4.4. *Etude du cas* $m > 0$, $p < 1$

La ligne se présente alors sous la forme donnée par la figure 38.

L'équation en φ est la même que dans le premier cas mais il faut ici : $u+p < 1$.

TABLEAU VI

u	F	u	F
0	2,762	0,3	4,405
0,05	2,849	0,35	5,235
0,1	2,985	0,4	6,622
0,15	3,184	0,45	9,174
0,2	3,460	0,5	15,69
0,25	3,861	0,55	63,29

Les courbes $\varphi(u)$ sont représentées sur les figures 39 et 40.

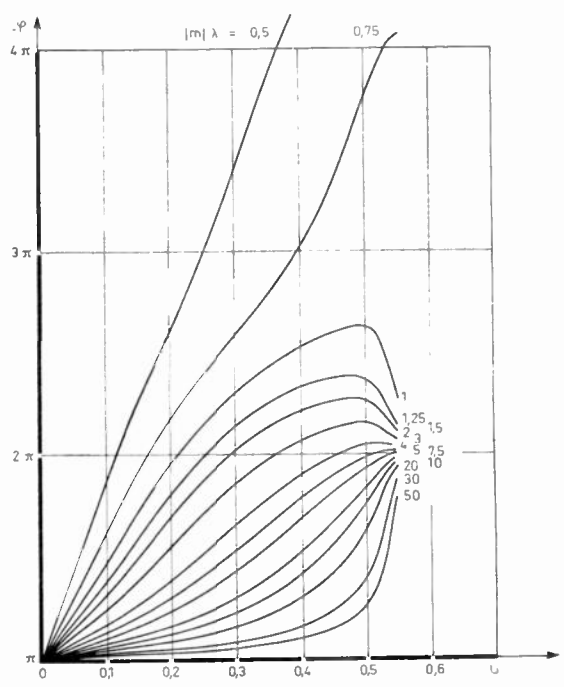


FIG. 40

BIBLIOGRAPHIE

[1] ALTSCHULER H.M., OLINER A.A. — Discontinuities in the center conductor of symetric strip transmission line. *I.R.E. Trans. on M.T.T.* March 1960, p. 328.

[2] CASTAGNETTO L., MATHEAU J.C. — Sur le problème de l'adaptation. *C.R. à l'Ac. des Sciences*, t. 252, p. 689, 4 janvier 1961.

[3] CASTAGNETTO L., MATHEAU J.C. — Some remarks concerning. Conditions for maximum power transfer. *I.R.E. Trans. on M.T.T.*, March 1963, p. 153.

[4] COLLIN R.E. — The optimum tapered transmission line matching section. *Proceedings of I.R.E.*, 1956, p. 539.

[5] FAURE J., GRAU MALONDA A., MATHEAU J.C. — Etude graphique de la transformation d'impédances par lignes exponentielles. *C.R. à l'Ac. des Sciences*, t. 261, pp. 5017-5020, 8 décembre 1965.

[6] GHOSE R.N. — Exponential transmission lines as resonators and transformers. *I.R.E. Trans. on M.T.T.*, vol. M.T.T.S., pp. 213-217, July 1957.

[7] KAUFMAN H. — Bibliography of Nonuniform Transmission Lines (78 Références). *I.R.E. Trans on Antennas and Propagation*, pp. 218-220, October 1955.

[8] KAZANSKY B.G. — Outline of a theory of nonuniform transmission lines. *Proceedings of I.E.E.*, mars 1958, pp. 126-138.

[9] KLOPFSTEIN R.W. — A transmission line taper of improved design. *Proceedings of I.R.E.*, 1956, p. 31.

[10] LEFEUVRE S., MATHEAU J.C. — Impedance transformation by cascaded lossless lines sections. *I.E.E.E. Trans. on Ant. and Prop.*, sept. 1964.

[11] MATHEAU J.C. — Sur la transformation d'impédance par lignes en chaîne. *C.R. à l'Ac. des Sciences*, t. 257, pp. 2256-2257, 14 octobre 1963.

[12] MATHEAU J.C. — Propriétés de lignes exponentielles. *C.R. à l'Ac. des Sciences*, t. 260, pp. 6310-6313, 14 juin 1965.

[13] MATHEAU J.C., GRAU MALONDA A. — Etude de résonateurs utilisant des lignes non uniformes. Note Technique Laboratoire El et H.F. Toulouse, décembre 1965.

[14] MATHEAU J.C., FAURE J. — Etude de la transformation d'impédances et de l'adaptation par lignes non uniformes. Note Technique Laboratoire El et H.F. Toulouse, janvier 1966.

[15] MATHEAU J.C. — Frequency behaviour of exponential resonators. *Electronics Letters*, February 1966, pp. 45-46.

[16] MATHEAU J.C., ASTRIC P. — Balun à large bande. Note Technique Laboratoire El et H.F. Toulouse, mai 1966.

[17] RAMACHANDRAN V. — Design charts of an exponential transmission line for impedance matching. *I.E.E. Transactions*, March 1963.

[18] WOMACK C.P. — The use of exponential transmission line line in microwave components. *I.R.E. Trans. on M.T.T.*, March 1962, pp. 124-132.

CONCEPTION ET RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS A DIODES "TUNNEL" EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

Mme B. VAUTEY

Compagnie Française
Thomson-Houston-Hotchkiss-Brandt

1. Introduction

Les amplificateurs à diodes « tunnel » entrent dans la gamme des dispositifs utilisés comme étages d'entrée des récepteurs micro-ondes à faible bruit. Ils sont d'emploi commode, vu leur encombrement réduit et leur faible consommation.

On se propose, ici, de rassembler les éléments, tant théoriques que pratiques, permettant la construction d'amplificateurs à diodes « tunnel » en hyperfréquences.

Après avoir rappelé la théorie de l'amplificateur à diode « tunnel » associé à un circulateur, notamment ce qui concerne les caractéristiques de stabilité, gain et facteur de bruit, ainsi que l'influence de la température, on développe les principes généraux de construction. On donne ensuite, la description et les performances de quelques réalisations, en bande *C*.

2. Théorie de l'amplificateur à diode « tunnel » associé à un circulateur

2.1. Rappel sur la diode « tunnel »

Une diode à effet tunnel est réalisée par la jonction très abrupte de deux semiconducteurs *p* et *n*, très fortement dopés, entraînant l'apparition d'une zone à pente négative dans la caractéristique courant-tension.

Cette caractéristique statique est représentée sur la figure 1. Entre la pointe (point *A*) et la « vallée » (minimum de courant), la courbe est décroissante et on définit l'inverse de la pente $R_j = dv/di$, comme étant la résistance négative de la diode. En fonction de la tension, la valeur absolue de R_j passe par un minimum R_m qui est un paramètre caractéristique de la diode.

En fonction de la température, la caractéristique se déforme tout en conservant une pente constante au voisinage de son point d'inflexion. Autrement dit, R_m est indépendante de la température.

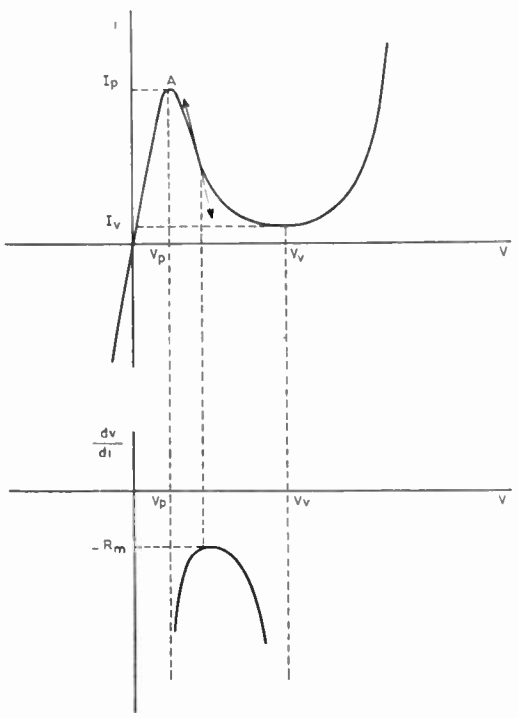


Fig. 1. — Caractéristique statique d'une diode tunnel.

Polarisée au voisinage de ce point d'inflexion, la diode est équivalente au circuit représenté sur la figure 2*a*, dans lequel :

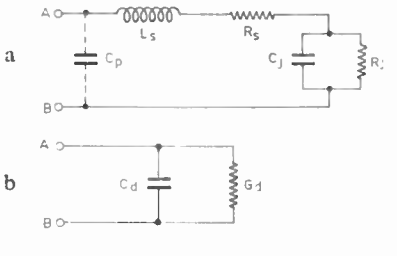
R_j est la résistance négative,

C_j la capacité de jonction,

R_s la résistance série qui tient compte des pertes dans le semiconducteur,

L_s l'inductance série due aux connexions de la diode dans son boîtier.

C_p la capacité du boîtier.



$$G_d = \frac{\frac{1}{R_j}\left(1+\frac{R_s}{R_j}\right) + R_s C_j^2 \omega^2}{\left(1+\frac{R_s}{R_j}\right)^2 + \left(\frac{L_s^2}{R_j^2} - 2L_s C_j + R_s^2 C_j^2\right)\omega^2 + L_s^2 C_j^2 \omega^4}$$

$$C_d = \frac{C_j - \frac{L_s}{R_j^2} - L_s C_j^2 \omega^2}{\left(1+\frac{R_s}{R_j}\right)^2 + \left(\frac{L_s^2}{R_j^2} - 2L_s C_j + R_s^2 C_j^2\right)\omega^2 + L_s^2 C_j^2 \omega^4} + C_p$$

FIG. 2. — Circuits équivalents de la diode tunnel

Le calcul de l'impédance de ce circuit met en évidence, la limitation en fréquence due aux éléments parasites.

En effet, à partir d'une fréquence f_c donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi |R_j| C_j} \sqrt{\frac{-R_j}{R_s} - 1}$$

la partie réelle de l'impédance devient positive.

f_c est la fréquence de coupure.

Le calcul de l'impédance donne une autre fréquence particulière, celle pour laquelle la partie imaginaire s'annule :

$$f_x = \frac{1}{2\pi |R_j| C_j} \sqrt{\frac{R_j^2 C_j}{L_s} - 1}$$

f_x est appelée fréquence propre de la diode.

Dans la plupart des cas, il est plus intéressant de raisonner en admittance, ce qui conduit à définir un circuit parallèle, équivalent (fig. 2*b*), dont les éléments sont une conductance négative G_d en parallèle avec une capacité C_d. G_d et C_d dépendent de la fréquence et peuvent être calculés à partir des éléments du circuit précédent.

2.2. L'AMPLIFICATEUR A DIODE « TUNNEL » ASSOCIÉ A UN CIRCULATEUR

Dans ce type le plus courant d'amplificateur, la diode « tunnel » est utilisée en réflexion, la séparation entre l'onde incidente et l'onde réfléchie étant réalisée par un circulateur. La figure 3 en donne le schéma de principe : le signal d'entrée arrivant par la voie (1), passe à travers le circulateur qui le dirige en (2) vers la diode ; l'énergie, amplifiée et réfléchie par cette dernière, est dirigée vers la sortie en (3). La diode est polarisée au voisinage du point d'inflexion de sa caractéristique statique et, en parallèle, on place une inductance d'accord, destinée à compenser les éléments réactifs de la diode.

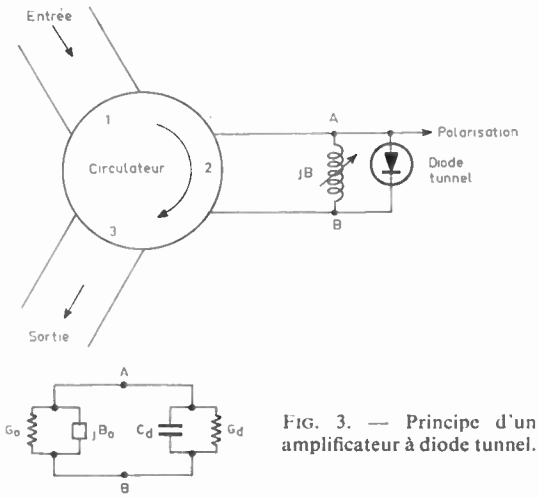


FIG. 3. — Principe d'un amplificateur à diode tunnel.

Le circuit équivalent à l'amplificateur est donné également sur la figure 3, G_d et C_d représentant la diode, G_0+jB_0 l'admittance de charge, constituée, dans ce cas simplifié, par le circulateur et l'élément d'accord.

2.2.1. *Conditions de stabilité*

La diode "tunnel" présentant une résistance négative pour toute fréquence inférieure à sa fréquence de coupure f_c, des auto-oscillations peuvent apparaître à une fréquence quelconque, comprise entre les très basses fréquences et f_c. Pour supprimer tout risque d'instabilité, la diode doit être chargée convenablement. L'étude théorique de la stabilité, basée sur la détermination des pôles et zéros du circuit équivalent à l'amplificateur, montre que des conditions suffisantes de stabilité sont les suivantes :

1° La fréquence propre f_x de la diode doit être supérieure à sa fréquence de coupure f_c.

2° A toute fréquence f, inférieure à f_c, doit être vérifiée l'inégalité :

$$G_0(f) > -G_d(f)$$

La première condition ne dépend que de la diode, la deuxième dépend du circulateur. Or, l'admittance de celui-ci n'est définie que dans sa bande de fonc-

tionnement qui, en général, ne couvre pas l'intervalle $0-f_c$. Il faut alors compléter son action par la mise en parallèle sur la diode d'un circuit auxiliaire destiné à l'amortir en dehors de la bande du circulateur. Ce circuit, dit de « stabilisation », doit, en outre, présenter à la diode un amortissement nul dans la bande de l'amplificateur, afin de ne pas introduire de pertes sur le signal à amplifier.

2.2.2. *Gain*

Dans la bande à amplifier, le circuit équivalent à l'amplificateur reste celui de la figure 3, puisque le circuit auxiliaire n'intervient pas. Le gain en puissance est donné par le carré du module du coefficient de réflexion, présenté par la diode au circulateur.

Il s'écrit :

$$G = |R|^2 = \frac{(G_0 - G_d)^2 + (C_d\omega + B_0)^2}{(G_0 + G_d)^2 + (C_d\omega + B_0)^2}.$$

A l'accord, on réalise $B_0 = -C_d\omega$, ce qui correspond au gain maximal

$$G_{max} = \frac{(G_0 - G_d)^2}{(G_0 + G_d)^2}.$$

Sur la figure 4, on a tracé les variations du gain en fonction du rapport G_0/G_d de la conductance du circulateur à la conductance de la diode. Le gain est d'autant plus grand que G_0 est proche de la valeur absolue de G_d. D'autre part, la pente de la courbe croît très vite avec le gain, c'est dire qu'aux valeurs élevées, le gain est très sensible aux variations de la charge. C'est ainsi qu'une variation de 6 % de G_0 entraîne une variation du gain de 1,25 dB au voisinage de 14 dB et de 2 dB au voisinage de 18 dB.

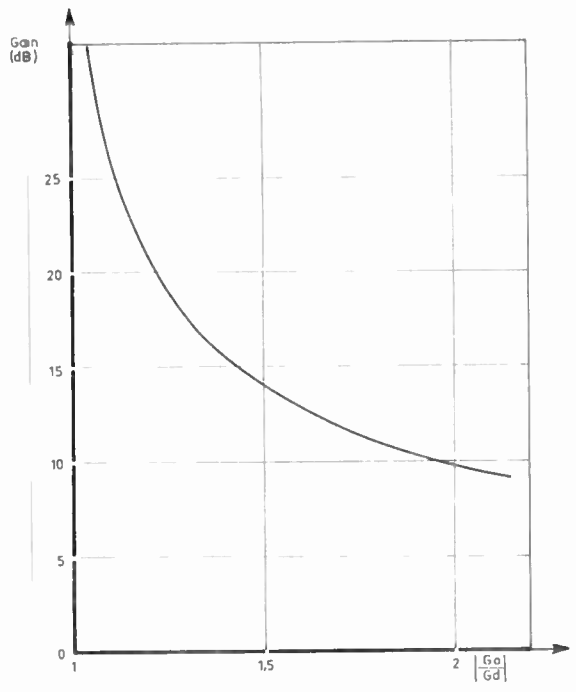


FIG. 4. — Variation du gain de l'amplificateur avec la charge.

2.2.3. *Facteur de bruit.*

Le bruit engendré dans la diode "tunnel" est dû, d'une part, au bruit de grenaille, causé par le passage du courant dans la jonction et, d'autre part, au bruit thermique de la résistance série R_s.

Le facteur de bruit de l'amplificateur peut se calculer très exactement, compte tenu de ces deux sources de bruit. En supposant le circulateur sans pertes et l'amplificateur placé à la température ordinaire, $T_0 = 290$ °K, ce facteur de bruit, à une fréquence f, est donné par :

$$F_1 = \left(1 - \frac{1}{G}\right) F_0 + \frac{1}{G}$$

avec

$$F_0 = \frac{1 + K}{\left(1 + \frac{R_s}{R_j}\right)\left(1 - \frac{f^2}{f_c^2}\right)}$$

formules dans lesquelles :

G est le gain de l'amplificateur à la fréquence f,

K est la constante de bruit de la diode, liée à la nature du semiconducteur (K est voisin de 1,5 pour le germanium et de 0,9 pour l'antimoniure de gallium).

On voit que le facteur de bruit croît avec le gain et tend vers F_0, pour les valeurs élevées de ce dernier. D'autre part F_0 et, par suite F_1, est d'autant plus faible que R_s est petit devant $-R_j$ et que la fréquence de travail f est éloignée de la fréquence de coupure f_c. Sur la figure 5, on a tracé les variations de F_1 en fonction de G, dans le cas d'un F_0 de 5 dB.

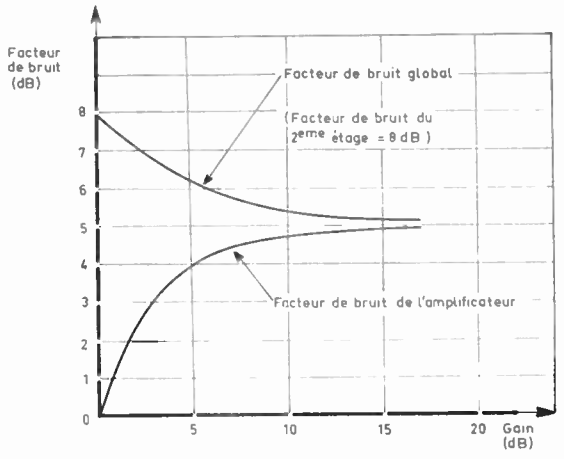


FIG. 5. — Facteur de bruit d'un récepteur avec amplificateur à diode tunnel en tête.

Le facteur de bruit global F_T de l'amplificateur suivi d'un récepteur, de facteur de bruit propre F_2, est donné par :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G}$$

D'où on déduit :

$$F_T = F_0 + \frac{F_2 - F_0}{G}.$$

On a tracé, sur la figure 5, les variations de F_T dans le cas d'un récepteur de facteur de bruit propre 8 dB. On voit que, pour un gain supérieur à 15 dB, F_T est très voisin de F_0.

2.3. Influence de la température

En ce qui concerne la diode « tunnel », on a vu que sa conductance négative ne varie pas avec la température, si elle est polarisée au voisinage du point d'inflexion de sa caractéristique courant-tension. D'autre part, parmi ses deux sources de bruit, seul le bruit thermique de la résistance R_s varie avec la température. Comme celui-ci n'intervient dans la valeur de F_0 que par le rapport R_s/R_j, qui est toujours très faible, F_0 se trouve très peu affecté par une variation de température. Par conséquent, le comportement de la diode en fonction de la température est pratiquement sans influence sur celui de l'amplificateur.

Par contre, sur les circulateurs classiques, on observe des variations de la conductance G_0 en fonction de la température, pouvant atteindre 10 à 20 % entre 0 et 60 °C. Ceci, comme on l'a vu plus haut, rend le gain de l'amplificateur et, par suite, son facteur de bruit F_1, très sensibles à la température. Une telle variation peut en effet entraîner une modification de 4 à 6 dB d'un gain voisin de 15 à 18 dB.

Par conséquent, si l'amplificateur a des clauses de température à remplir, il faut, soit faire usage d'un thermostat, soit utiliser un circulateur spécial à impédance d'entrée stable en fonction de la température.

3. Principes généraux de construction

On expose, ci-dessous, les principes généraux d'amplificateurs dont les caractéristiques mesurées seront données ensuite.

L'amplificateur, schématisé sur la figure 6, comprend un circulateur « 5 portes » et un module contenant la diode. Nous allons examiner successivement ces trois éléments.

3.1. La diode « tunnel »

C'est d'abord une diode à faible constante de bruit, ce qui conduit à utiliser le germanium ou l'antimoniure de gallium.

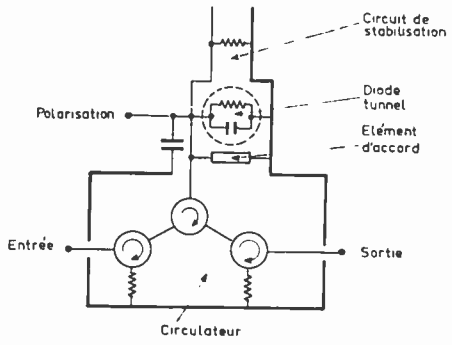


Fig. 6. — Amplificateur à diode tunnel avec circulateur.

Sa fréquence de coupure f_c est de 2,5 à 3 fois la fréquence de travail, afin d'obtenir un bon compromis entre la réalisation de la stabilité, d'autant plus faible que f_c est plus basse, et le facteur de bruit qui est d'autant meilleur que f_c est élevée.

Sa fréquence propre f_x est supérieure à f_c pour réaliser la première condition de stabilité.

Enfin, on a intérêt à choisir une diode, dont la conductance négative, à la fréquence de travail, est voisine, en valeur absolue, des conductances caractéristiques des lignes usuelles, telles que $-1/60\ \Omega$.

3.2. Le circulateur

C'est un circulateur « 5 portes », pour obtenir un découplage d'au moins 40 dB entre la diode tunnel et les entrée et sortie, afin d'avoir un gain indépendant des impédances d'entrée et de sortie.

Il est choisi à large bande — 40 % — pour faciliter la stabilité et à faibles pertes — 0,3 à 0,5 dB — pour ne pas trop détériorer le facteur de bruit.

La porte, reliée au module, sort en ligne d'impédance caractéristique 50 Ω.

Enfin, pour obtenir des variations de gain inférieures à 2 dB entre 0 et 60 °C, on utilise un circulateur dont la conductance, mesurée sur cette porte, varie de moins de 6 % dans cette plage de température.

3.3. Le module

Il est réalisé en ligne triplaque blindée, d'impédance caractéristique 50 Ω, sur laquelle la diode est montée en parallèle.

L'accord de l'amplificateur est réalisé au moyen d'un tronçon de ligne ouverte, placé entre le circulateur et la diode.

Le circuit de stabilisation est monté en parallèle sur la diode. Il est constitué par un tronçon de ligne ouverte, quart d'onde à la fréquence centrale, terminé par une résistance et prolongé jusqu'à la diode par un second tronçon quart d'onde.

La polarisation continue est introduite à l'arrière du module par l'intermédiaire d'une capacité supérieure à 20 pF, réalisant un court-circuit aux fréquences de travail.

4. Réalisations en bande C

Deux types d'amplificateurs, ont été réalisés en bande C, suivant les principes exposés précédemment.

4.1. Amplificateur 5,4 - 5,9 GHz

La figure 7 en donne une photographie.

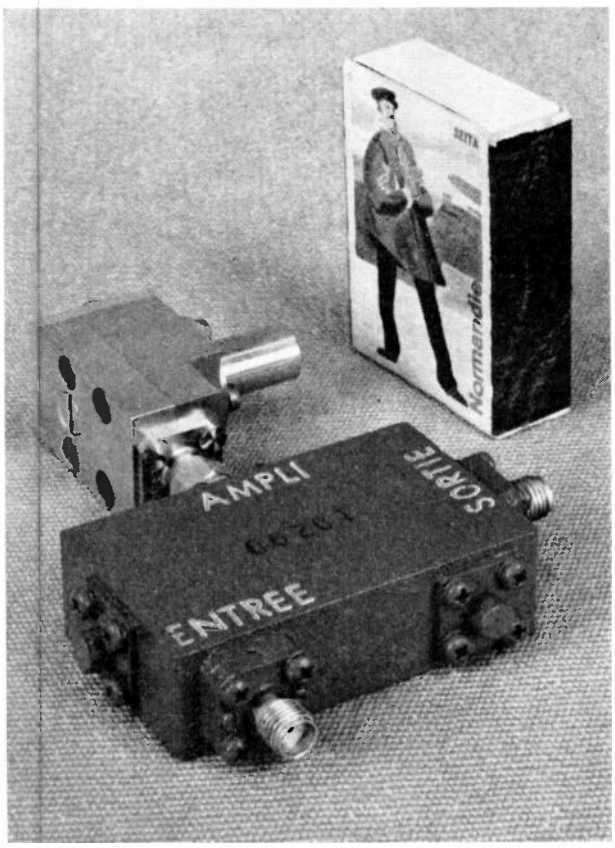


Fig. 7.

La figure 8 donne la courbe du gain mesuré, avec une diode « tunnel » au germanium. Il varie de 14 à 16 dB entre 5 400 et 5 900 MHz. Le facteur de bruit mesuré est de 5,3 dB, dans cette même bande.

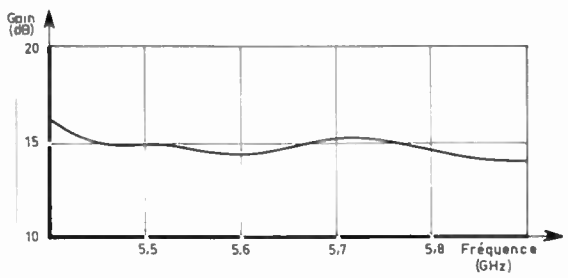


Fig. 8. — Amplificateur à diode tunnel. Bande C. Courbe de gain.

La figure 9 donne les variations de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. On constate que, pour un gain à signaux faibles de 15 dB, la saturation se produit au niveau de 0,1 μW. On observe en effet, une compression de 1 dB du gain, pour un niveau d'entrée de -40 dB/mW.

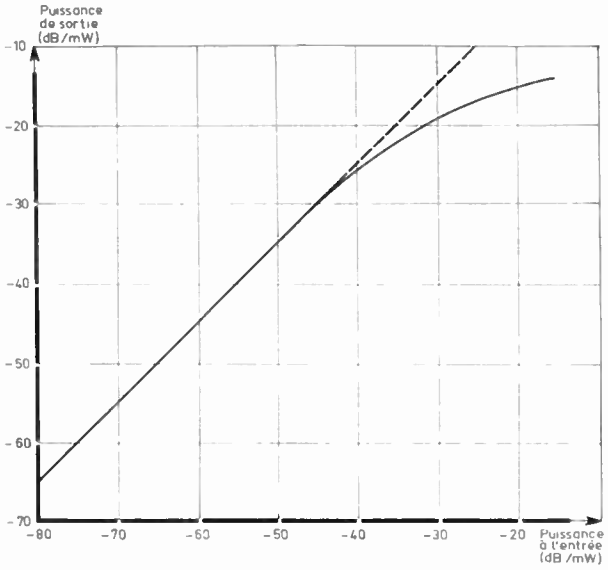


Fig. 9. — Amplificateur à diode tunnel. Bande C. Dynamique.

Avec une diode à l'antimoniure de gallium, on a obtenu sensiblement le même gain, avec un facteur de bruit de 4,3 dB.

4.2. Amplificateur 7 GHz

La figure 10 en donne une photographie. L'entrée et la sortie se font en guide d'onde. Le module est du même type que le précédent avec, en outre, un

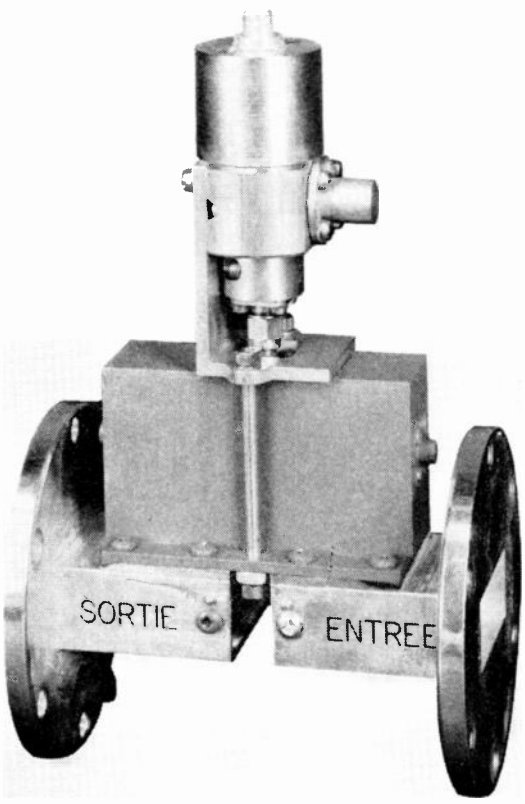


Fig. 10.

circuit de régulation à diode zener. Celui-ci, situé dans la partie cylindrique supérieure, permet d'alimenter l'amplificateur à partir d'une tension non régulée de 12 V.

La figure 11 donne les courbes de gain, mesurées dans une bande de 200 MHz, lorsque la température varie de 0 à 55 °C. On observe des variations de gain voisines de 2 dB en fonction de la température.

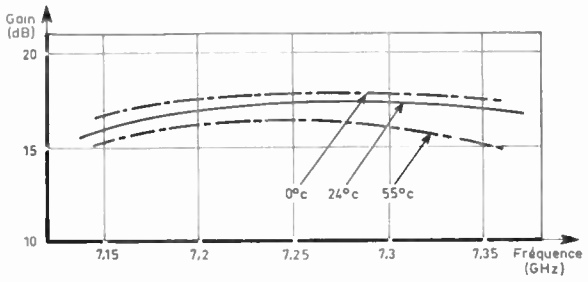


FIG. 11. — Amplificateur à diode tunnel 7 GHz. Courbes de gain.

L'amplificateur qui utilise une diode au germanium a un facteur de bruit mesuré de 5,3 dB.

Ce bref exposé est un résumé d'une étude effectuée à la Compagnie Française Thomson Houston, elle a trouvé son application dans des récepteurs de radar et de faisceau hertzien. L'auteur tient à remercier vivement Messieurs MAILLARD, SALOMON et MARTEL, pour les conseils qu'ils ont bien voulu lui donner, au cours de cette étude, ainsi que les techniciens de la Compagnie qui y ont contribué et, tout particulièrement, Monsieur NGUYEN VAN DI.

BIBLIOGRAPHIE

THOUREL L. — Utilisation des diodes tunnel en hyperfréquences. *Les Composants Electroniques*, n° 47.

MAILLARD M. — Théories et caractéristiques des diodes à semiconducteurs (3e partie). Rapport interne C.F.T.H. 003-64-ZC.

R.C.A. — Tunnel diodes for switching and microwave applications. *RCA Technical Manual* TD30, 1963.

GOTTLIEB E., GIORGIS J. — Tunnel diodes Part II. Amplifiers working beyond transistor capabilities. *Electronics*, June 21, 1963.

COLIN J.M. — Les récepteurs à diode tunnel aux hyperfréquences. *Onde Electrique*, janvier 1965.

YARIV A., COOK J.S. — A noise investigation of tunnel diode microwave amplifiers. *PIRE*, April 1961.

MÉLANGEUR BANALISÉ pour RÉCEPTEUR DE BRUIT MICRO-ONDES

PAR

J. MUNIER et C. POMOT

Ecole Nationale Supérieure d'Electronique
Grenoble

1. Introduction

Lorsqu'on mesure une température de bruit T à l'aide d'un radiomètre hertzien, la grandeur observée est affectée d'une fluctuation qui limite la sensibilité du système (le « bruit dans la mesure du bruit »), dont la valeur efficace ΔT est donnée par la formule classique :

$$\Delta T = K \frac{T + T_A + T_r}{\sqrt{\tau \cdot B}} \qquad (1)$$

formule dans laquelle T_A est la température de bruit de l'antenne et de son feeder, T_r la température de bruit du récepteur utilisé, B sa bande passante effective avant détection, τ la constante de temps de l'ensemble détecteur-appareil de mesure et K une constante voisine de l'unité qui dépend des conditions de filtrage et de détection. La température T_r du récepteur s'exprime en fonction de son facteur de bruit F par la relation :

$$T_r = (F-1)T_0 \qquad (2)$$

où T_0 est la température standard.

Afin de pouvoir comparer aisément la sensibilité de divers radiomètres, il est commode de considérer le cas où la température du circuit d'entrée extérieur au récepteur est T_0, soit :

$$T + T_A = T_0 \qquad (3)$$

la fluctuation de lecture s'exprime alors sous la forme :

$$\frac{\Delta T}{T_0} = K \frac{F}{\sqrt{\tau \cdot B}}. \qquad (4)$$

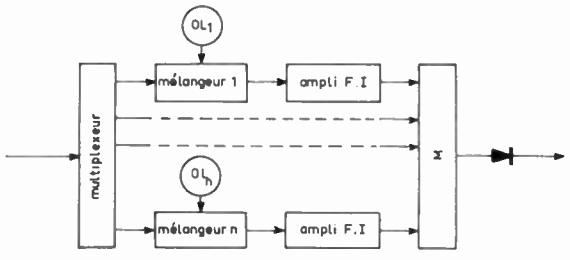
Ainsi, la sensibilité d'un radiomètre est caractérisée par le facteur $s = \sqrt{B}/F$, ce qui montre l'intérêt de réduire le facteur de bruit et d'augmenter la bande passante avant détection, si le temps d'intégration τ est imposé.

Lorsque la température T à mesurer est très basse, il y a intérêt à rechercher des récepteurs « très froids » (masers, amplificateurs paramétriques refroidis), quitte à sacrifier quelque peu la bande passante. Lorsqu'elle est voisine de la température ambiante, ou lui est très supérieure, il peut être plus économique de rechercher, au contraire, des récepteurs à très large bande (amplification directe par TPO ou par diode tunnel), au détriment du facteur de bruit qui peut atteindre plusieurs décibels.

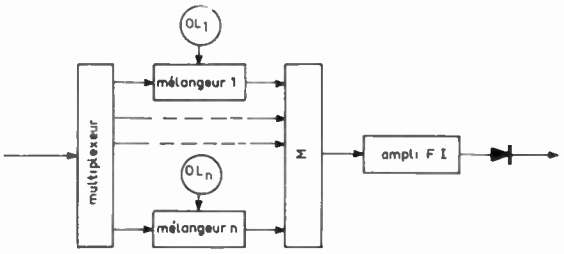
Faisant partie de cette seconde catégorie, la solution que nous étudions ici consiste à appliquer plusieurs oscillations locales simultanées au mélangeur de tête d'un récepteur superhétérodyne, de façon à multiplier les bandes de bruit reçues.

2. Synthèse d'un récepteur de bruit à mélangeur banalisé. Facteur de bruit et sensibilité radiométriques

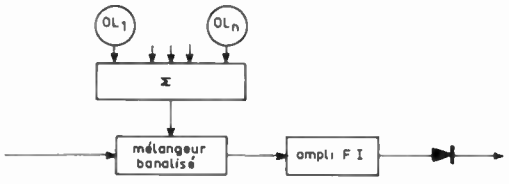
Si nous prenons comme point de départ un récepteur superhétérodyne classique, dont la bande passante b est limitée par l'amplificateur à fréquence intermédiaire et si nous supposons que l'antenne possède une bande passante très supérieure, un moyen trivial d'augmenter la bande de bruit reçue consiste à employer n récepteurs identiques accordés sur des fréquences décalées et connectés à la même antenne à travers un multiplexeur (fig. 1*a*) ; les signaux de sortie avant détection sont alors additionnés et appliqués à un détecteur commun ; comme il s'agit de signaux



1*a*. Récepteur radiométrique multibandes.



1*b*. Récepteur radiométrique multibandes à amplificateur FI banalisé.



1*c*. Récepteur radiométrique multibandes à mélangeur banalisé.

FIG. 1. — Synthèse d'un récepteur radiométrique à mélangeur banalisé.

de bruit non corrélés entre eux, leurs puissances s'ajoutent à l'entrée du détecteur. Chaque récepteur reçoit une bande de bruit $2b$ et la bande totale est : $B = 2nb$; la puissance de sortie est multipliée par n.

Une première simplification consiste à faire la somme des signaux immédiatement après changement de fréquence, ce qui économise $(n-1)$ amplificateurs à fréquence intermédiaire (fig. 1*b*).

Une économie encore plus substantielle consiste à n'employer qu'un seul mélangeur auquel on applique simultanément les n oscillations locales, le multiplexeur se trouvant dès lors supprimé ; ce mélangeur unique, qui est donc commun aux $2n$ bandes de bruit, est dit « banalisé » (fig. 1*c*).

Nous allons voir comment s'exprime le facteur de bruit « radiométrique » d'un tel récepteur ; nous entendons par là le facteur de bruit tel qu'on le mesurerait *au moyen d'une source de bruit blanc* branchée à l'entrée, ce qui correspond aux conditions d'emploi en radiomètre.

Prenons comme référence un récepteur classique à un seul oscillateur local avec filtre d'entrée rejectant la bande-image ; son facteur de bruit standard s'écrit :

$$F_0 = 1 + \frac{B_R}{GkT_0 b} \qquad (5)$$

B_R étant la puissance du bruit parasite observé en sortie (contribution du récepteur) et $GkT_0 b$ la puissance du bruit-signal en sortie (bruit d'une source à température standard T_0 branchée à l'entrée, amplifié avec un gain G supposé constant dans la bande passante).

Sa valeur est celle qu'on mesurerait *en utilisant une source de signal sinusoïdal* qui produirait une raie unique dans le spectre d'entrée.

Considérons maintenant le même récepteur dont le mélangeur serait rendu apériodique (entrée adaptée à large bande) et soumis à n oscillations locales et *supposons inchangés son bruit propre* B_R *et son gain monochromatique* G ; la puissance du bruit-signal est multipliée par $2n$, d'où l'expression du facteur de bruit radiométrique :

$$F_r = 1 + \frac{B_R}{GkT_0 \cdot 2nb} = 1 + \frac{F_0 - 1}{2n}. \qquad (6)$$

Comparons les facteurs de sensibilité radiométrique $s = \sqrt{B/F}$ correspondant aux deux cas précédents ; le calcul donne :

$$\frac{s_n}{s_0} = (2n)^{1/2} \frac{F_0}{F_0 + 2n - 1}. \qquad (7)$$

Cette formule montre, dans le cas idéal où l'application de n oscillations locales ne modifie ni le bruit propre du récepteur, ni son gain monochromatique, que la sensibilité radiométrique est accrue dans un rapport compris entre $(2n)^{1/2}$ et $(2n)^{3/2}$. Le gain de sensibilité provient en partie de l'accroissement de la puissance du bruit-signal, le bruit parasite étant supposé constant ; il est d'autant plus important que le facteur de bruit initial du récepteur est plus élevé. Par contre, dans le cas limite d'un récepteur sans bruit, le gain de sensibilité provient uniquement de l'effet statistique bien connu (le nombre d'échantillons indépendants de bruit intégrés dans l'intervalle de temps est proportionnel à la bande passante) et s'exprime par un facteur $(2n)^{1/2}$.

Nous verrons plus loin qu'en pratique la perte de conversion du mélangeur augmente avec n, ce qui nous conduira à modifier les conclusions précédentes.

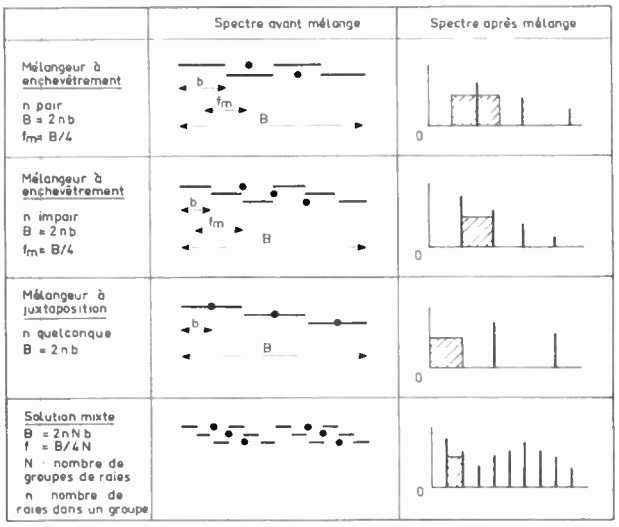
3. Répartition des fréquences d'oscillations locales

Le premier problème qui se pose pour la réalisation d'un récepteur à mélangeur banalisé est le mode de répartition des raies d'oscillations locales dans le spectre des fréquences. Deux cas principaux se présentent selon le type d'amplificateur F.I. envisagé ; celui-ci peut, en effet, être soit un amplificateur HF passe-bande (par exemple un amplificateur 60 MHz. de bande passante 20 MHz), soit un amplificateur video à large bande (allant par exemple de quelques kHz à 40 MHz).

Dans le tableau de la figure 2, nous avons représenté les divers modes possibles qui permettent de recevoir une bande de bruit microondes à peu près continue ;

FIG. 2. — Divers modes de répartition des fréquences d'oscillations locales.

Les diagrammes ci-dessous représentent dans divers cas possibles la distribution spectrale des oscillations locales et des bandes de signal reçu. Pour la clarté des figures, les oscillations locales et leurs bandes latérales respectives ont été décalées verticalement l'une par rapport à l'autre.



Légende

Spectre avant mélange
- raie d'oscillation locale
- bande latérale de signal

Spectre après mélange
- bande de bruit
- raie d'interférence

B = bande passante totale de bruit
b = bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire
f_m = fréquence intermédiaire centrale
n = nombre d'oscillations locales

dans le premier cas considéré ci-dessus, les bandes latérales relatives aux différents oscillateurs locaux sont enchevêtrées, tandis que, dans l'autre cas, elles sont simplement juxtaposées. Nous avons représenté également les spectres obtenus à la sortie du mélangeur ; ces spectres contiennent, en effet, non seulement la bande de bruit délimitée par l'amplificateur F.I., mais encore les raies d'interférence entre oscillateurs locaux.

Pour un mélangeur à enchevêtrement à nombre pair d'oscillations locales, on remarque qu'une raie d'interférence tombe au milieu de la bande F.I., les autres raies étant nettement en dehors ; en pareil cas, il faut prévoir un filtre réjecteur très efficace au centre de la bande ; en pratique, un filtre réjecteur par étage amplificateur est nécessaire si on veut, tout d'abord, éviter la saturation de l'amplificateur et, en outre, rendre négligeable la déviation constante que ce signal produit après détection.

Pour un nombre impair d'oscillations locales, les raies d'interférence tombent aux limites de la bande passante, ce qui exige deux filtres réjecteurs.

A titre d'exemple, un amplificateur 60 MHz permet de recevoir une bande totale de 240 MHz, la largeur de bande de l'amplificateur étant fixée par le nombre d'oscillateurs locaux ; pour $n = 5$, cette bande est de 24 MHz.

Les mélangeurs à juxtaposition utilisant un amplificateur video à large bande ne nécessitent pas de filtre réjecteur, mais dans ce cas, le facteur de bruit du mélangeur à diode risque d'être plus élevé en raison du bruit de scintillation de la diode aux fréquences basses.

4. Etude spectrale d'un mélangeur banalisé à diode semiconductrice

L'étude d'un mélangeur soumis à plusieurs oscillations locales est fort complexe, en raison du nombre élevé d'interférences possibles, tout d'abord entre raies d'oscillations locales, puis entre ces raies et la raie-signal. C'est pourquoi nous nous limiterons à *deux oscillateurs locaux seulement*, de pulsations ω_1 et ω_2 ; nous examinerons le fonctionnement du mélangeur lorsqu'on lui applique un signal de pulsation ω_s et d'amplitude infiniment petite et nous chercherons à évaluer le signal F.I. de pulsation $\omega_m = \omega_s - \omega_1$ résultant du mélange du signal ω_s avec la première oscillation locale, en présence de la seconde.

Nous assimilerons la diode de mélange à un *élément non-linéaire purement résistif* à caractéristiwue $i(v)$ exponentielle ; la non-linéarité fait apparaître des composantes de courant i dans la diode et de tension v à ses bornes, de pulsation $(n\omega_1 + m\omega_2 + l\omega_s)$, et nous écrirons :

$$i = \Sigma i_{nml} \tag{8}$$

$$v = \Sigma v_{nml} \tag{9}$$

$$i = A(\phi(t) - 1) \tag{10}$$

avec :
$$\phi(t) = \exp(\alpha v) \tag{11}$$

A la pulsation $\omega_{nml} = n\omega_1 + m\omega_2 + l\omega_s$, nous écrirons la tension aux bornes sous la forme :

$$v_{nml} = |v_{nml}| \cos(\omega_{nml} t + \phi_{nml})$$
$$= V_{nml} \exp(j\omega_{nml} t) + V^*_{nml} \exp(-j\omega_{nml} t) \tag{12}$$

avec :

$$V_{nml} = \frac{|v_{nml}|}{2} \exp(j\phi_{nml}) \tag{13}$$

et le courant sous une forme analogue.

A cette pulsation, le circuit de la diode peut être représenté par l'un des deux schémas de la figure 3 et, en considérant par exemple le premier schéma,

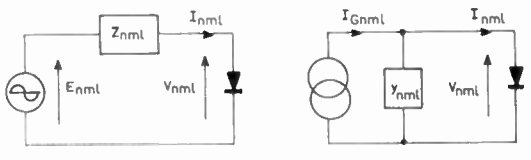


FIG. 3. — Représentation du circuit de la diode à la pulsation $(n\omega_1 + m\omega_2 + l\omega_s)$.

nous aurons une infinité d'équations de la forme :

$$E_{nml} - z_{nml} I_{nml} = V_{nml} \qquad (14)$$

La fonction $\phi(t)$ s'exprime de la façon suivante :

$$\phi(t) = \exp(\Sigma\, \alpha\, v_{nml}) = \Pi \exp(\alpha\, v_{nml}) \qquad (15)$$

Nous supposerons maintenant que l'impédance z_{nml} est nulle aux pulsations ω_1 et ω_2 ; les tensions aux bornes de la diode aux fréquences des oscillateurs locaux sont alors égales aux F.E.M. de ceux-ci, à savoir :

$$v_1 = |v_1| \cos \omega_1 t \qquad (16)$$

$$v_2 = |v_2| \cos \omega_2 t \qquad (17)$$

(les pulsations ω_1 et ω_2 étant quelconques, on peut toujours trouver une origine de temps telle que les phases de ces deux signaux soient nulles).

Il est alors intéressant d'examiner quel est le spectre de la fonction $\phi(t)$ en l'absence de signal $\omega_s (l = 0)$. Ce spectre est pratiquement impossible à déterminer sans hypothèse simplificatrice ; la plus simple consiste à admettre que *les impédances z_{nml} sont toutes nulles* et, par suite, que les tensions v_{nml} le sont aussi, sauf évidemment v_1 et v_2. Nous obtenons :

$$\phi_0(t) = \exp(\alpha v_1) \cdot \exp(\alpha v_2) \qquad (18)$$

Le développement en série de Fourier de $\exp(\alpha v)$, lorsque v est une fonction en cosinus, est

$$\exp(\alpha\, v) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \mathfrak{J}_p(\alpha|v|) \cdot \exp(j\, p\, \omega_0\, t) \qquad (19)$$

$\mathfrak{J}_p$ étant une fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre p. Nous avons donc :

$$\phi_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \mathfrak{J}_n(\alpha|v_1|) \cdot \mathfrak{J}_m(\alpha|v_2|) \times \exp\,[j(n\omega_1 + m\omega_2)\, t)]. \qquad (20)$$

En utilisant la propriété suivante :

$$\mathfrak{J}_p(z) = \mathfrak{J}_{-p}(z) \qquad (21)$$

nous pouvons mettre $\phi_0(t)$ sous la forme :

$$\phi_0(t) = \mathfrak{J}_0(\alpha|v_1|) \cdot \mathfrak{J}_0(\alpha|v_2|) + \mathfrak{J}_0(\alpha|v_2|) \sum_{n=1}^{\infty} 2\, \mathfrak{J}_n(\alpha|v_1|) \cos n\, \omega_1\, t + \mathfrak{J}_0(\alpha|v_1|) \sum_{m=1}^{\infty} 2\, \mathfrak{J}_m(\alpha|v_2|) \cos m\, \omega_2\, t + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} 2\, \mathfrak{J}_n(\alpha|v_1|) \cdot \mathfrak{J}_m(\alpha|v_2|) \times [\cos(n\omega_1 + m\omega_2)t + \cos(n\omega_1 - m\omega_2)t]. \qquad (22)$$

Nous avons représenté sur la figure 4 la distribution spectrale d'amplitudes de cette fonction, dans le cas

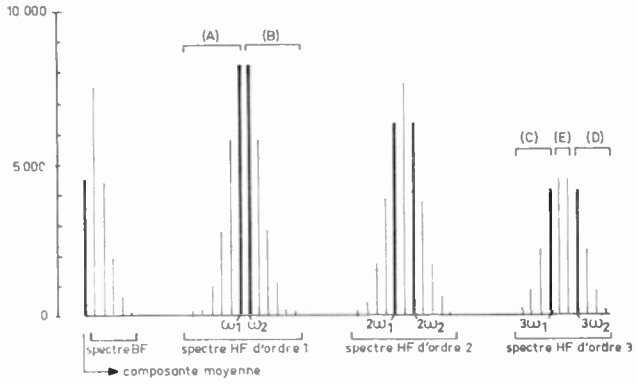


FIG. 4. — Spectre de la fonction $\phi(t)$ pour $\alpha|v_1| = \alpha|v_2| = 6$ (deux oscillations locales de même amplitude).

particulier (pratiquement le seul intéressant) où $|v_1| = |v_2|$; le spectre comprend des groupes de raies équidistantes dont l'intervalle est $|\omega_1 - \omega_2|$. Nous donnons (fig. 5) un tableau des amplitudes classées par groupe de raies.

	AMPLITUDES
Composante moyenne	$\mathfrak{J}_0(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_0(\alpha\|v_2\|)$
Spectre B.F.	$2\mathfrak{J}_n(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_n(\alpha\|v_2\|) \quad (n = 1 \text{ à } +\infty)$
Spectre H.F. d'ordre 1	(A) $2\mathfrak{J}_{n+1}(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_n(\alpha\|v_2\|)$ (B) $2\mathfrak{J}_n(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_{n+1}(\alpha\|v_2\|)$ $(n = 0 \text{ à} +\infty)$
Spectre H.F. d'ordre p	(C) $2\mathfrak{J}_{n+p}(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_n(\alpha\|v_2\|)$ (D) $2\mathfrak{J}_n(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_{n+p}(\alpha\|v_2\|)$ $(n = 0 \text{ à} +\infty)$ (E) $2\mathfrak{J}_n(\alpha\|v_1\|) \cdot \mathfrak{J}_{p-n}(\alpha\|v_2\|) \quad (1 \leqslant n < p)$

FIG. 5. — Amplitude des raies du spectre de la fig. 4.

Remarquons que ces résultats pourraient assez aisément être étendus au cas de trois oscillations locales

Dans le cas général, les impédances z_{nm} relatives aux pulsations $(n\omega_1 + m\omega_2)$ ne sont pas toutes nulles ni les tensions v_{nm} correspondantes ; il s'ensuit que la distribution spectrale d'amplitudes est modifiée. Toutefois, la modification est peu importante si les raies pour lesquelles l'impédance n'est pas nulle sont de faible amplitude.

En pratique la raie $|\omega_1 - \omega_2|$ est à peu près la seule sur laquelle on puisse agir efficacement pour modifier l'allure du spectre ; cette raie est d'ailleurs généralement celle qui tombe dans la bande de l'amplificateur F.I. ou à proximité immédiate.

Considérant maintenant que le spectre de la fonction $\phi_0(t)$ est celui que nous avons établi précédemment,

nous allons introduire un signal infiniment petit ω_s ; la fonction $\phi(t)$ s'écrit alors :

$$\phi(t) = \phi_0(t) \cdot \Pi \exp(\alpha v_{nml}) \qquad (l \neq 0) \qquad (23)$$

expression dans laquelle les termes sous le produit Π représentent toutes les interférences possibles entre le signal ω_s et les raies du spectre de $\phi_0(t)$; ce produit contient donc toutes les valeurs possibles de $-\infty$ à $+\infty$ de l'indice l, sauf $l = 0$.

Le signal ω_s étant supposé infiniment petit, il en va évidemment de même pour toutes les interférences ω_{nml} pour $l \neq 0$. Par suite, nous pouvons écrire, en opérant par développement limité :

$$\phi(t) = \phi_0(t) \cdot \Pi(1 + \alpha v_{nml}) \qquad (l \neq 0) \qquad (24)$$

Soit encore, en négligeant les infiniment petits d'ordres supérieurs :

$$\phi(t) = \phi_0(t) \cdot (1 + \Sigma \alpha v_{nml}) \qquad (l \neq 0) \qquad (25)$$

Si nous supposons provisoirement que les impédances z_{nml} sont toutes nulles et en écrivant la tension signal sous la forme :

$$v_s = |v_s| \cos(\omega_s t + \phi_s) \qquad (26)$$

il reste :

$$\phi(t) = \phi_0(t)[1 + \alpha |v_s| \cos(\omega_s t + \phi_s)] \qquad (27)$$

Nous obtenons l'expression classique d'une modulation d'amplitude par une onde sinusoïdale. Chaque raie Ω du spectre de $\phi_0(t)$ se trouve donc encadrée par deux raies latérales de faible amplitude dont les pulsations sont $(\Omega + \omega_s)$ et $(\Omega - \omega_s)$. Ceci démontre par ailleurs *le comportement linéaire du mélangeur* vis-à-vis d'un signal faible et de ses interférences avec les raies d'oscillations locales, phénomène bien connu en ce qui concerne les mélangeurs classiques à un seul oscillateur local.

Pour fixer les idées, nous avons représenté sur la figure 6 le spectre obtenu dans le cas d'une seule oscillation locale d'amplitude $|v_0|$; on y distingue la raie d'oscillation locale ω_0, ses harmoniques et la composante moyenne qui sont de grande amplitude

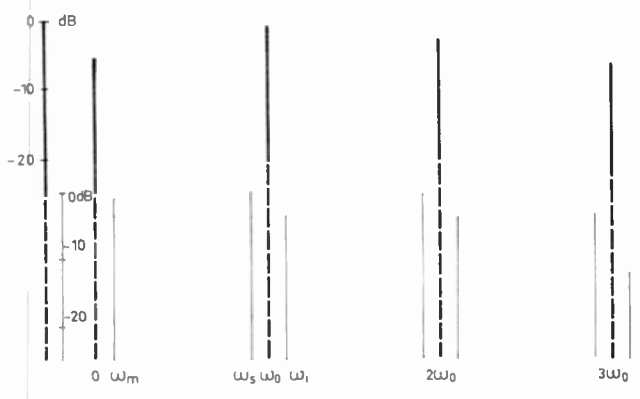


FIG. 6. — Spectre de la fonction $\phi(t)$ pour $\alpha|v_0| = 6$ (une seule oscillation locale).

et les raies d'interférence entre signal et oscillateur local, qui sont de faible amplitude, notamment : la raie-signal ω_s, la raie-image ω_i et la raie à fréquence intermédiaire ω_m. Avec deux oscillations locales, on obtient un résultat semblable, à la différence près que le nombre de raies principales de grande amplitude est beaucoup plus élevé ; les raies latérales relatives à chaque raie principale sont distinctes de celles relatives aux autres raies principales, *sauf cas de coïncidence résultant d'une relation particulière entre les trois pulsations* ω_1, ω_2 et ω_s. Dans ce cas, il importe de remarquer que la superposition de deux raies se traduit, en pratique, par une instabilité d'amplitude résultante, par suite de la non-cohérence de phase entre les sources.

5. Evaluation de la perte de conversion. Matrice admittance

Ayant admis, d'après ce qui précède, le comportement linéaire du mélangeur vis-à-vis du signal d'entrée et des raies d'interférence secondaires et connaissant la distribution spectrale des raies principales, nous allons maintenant traiter le mélangeur selon la méthode classique, à savoir le considérer comme un quadripôle linéaire (fig. 7), lequel se distingue d'un quadripôle classique par le seul fait que les pulsations à l'entrée-signal (ω_s) et à la sortie à fréquence intermédiaire (ω_m) sont différentes. Dans le schéma de la figure 7, y est l'admittance de la source de signal et y_m l'admittance de charge F.I.

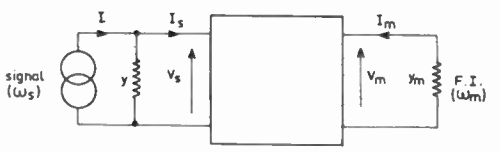


FIG. 7. — Représentation du mélangeur par un quadripôle.

D'après ce que nous avons vu, l'ensemble des raies spectrales peut se représenter par l'expression $(n\omega_1 + m\omega_2 + l\omega_s)$ dans laquelle l'indice l peut prendre les valeurs -1, 0 et $+1$; par ailleurs, d'après la relation (27), la fonction $\phi(t)$ peut s'écrire :

$$\phi(t) = \phi_0(t) + \Sigma \phi_{nml}, \qquad (28)$$

expression dans laquelle $\phi_0(t)$ est une somme de termes d'indice $l = 0$ représentant le spectre des raies principales et $\Sigma\phi_{nml}$ une somme de termes d'indice $l = \pm 1$ représentant le spectre secondaire qui contient le signal et toutes ses interférences avec les oscillateurs locaux.

Dorénavant, seul ce second spectre nous intéresse, car il suffit à définir entièrement le quadripôle équivalent au mélangeur.

Supposons non nulles un certain nombre de composantes de tension aux fréquences $(n\omega_1 + m\omega_2 \pm \omega_s)$, que nous appellerons v_{nm+} et v_{nm-} (les indices + et − correspondant respectivement à $l = \pm 1$) et que nous mettrons sous la forme indiquée en (12). Le produit

d'une composante telle que v_{nm+} par une composante du spectre de $\phi_0(t)$ de la forme

$$\mathfrak{I}_M(\alpha|v_1|)\cdot\mathfrak{I}_N(\alpha|v_2|)\cdot\exp\left[j(N\omega_1+M\omega_2)t\right] \text{ donne :}$$

$$\alpha\cdot\mathfrak{I}_N(\alpha|v_1|)\cdot\mathfrak{I}_M(\alpha|v_2|)$$

$$\times\left\{V_{nm+}\exp j\left[(N+n)\omega_1+(M+m)\omega_2+\omega_s\right]t\right.$$

$$\left.+\ V^*_{nm+}\exp j\left[(N-n)\omega_1+(M-m)\omega_2-\omega_s\right]t\right\} \qquad (29)$$

A partir d'une composante v_{nm-}, on obtient une expression analogue. En procédant par changement d'indice, en se basant sur la propriété (21) et en regroupant les composantes d'indices égaux et opposés on peut établir aisément l'expression générale des composantes ϕ_{nm+} et ϕ_{nm-} du spectre secondaire.

Par ailleurs, d'après l'équation (10), la composante de courant à la pulsation $(n\omega_1+m\omega_2+l\omega_s)$ a pour valeur :

$$i_{nml}=A\,\phi_{nml} \qquad (30)$$

Nous poserons :

$$G_{pq}=A\,\alpha\,\mathfrak{I}_p(\alpha|v_1|)\cdot\mathfrak{I}_q(\alpha|v_2|) \qquad (31)$$

En définitive, ceci nous donne le système suivant qui caractérise entièrement le mélangeur sous son aspect de multipôle linéaire :

$$I_{NM+}=\Sigma\left(G_{N-n,\,M-m}\,V_{nm+}+G_{N+n,\,M+m}\,V^*_{nm-}\right) \qquad (32)$$

$$I^*_{NM-}=\Sigma\left(G_{N+n,\,M+m}\,V_{nm+}+G_{N-n,\,M-m}\,V^*_{nm-}\right) \qquad (33)$$

La matrice des coefficients G_{pq} est la matrice admittance du mélangeur ; elle comporte *un nombre de lignes et de colonnes égal au nombre d'accès non court-circuités du mélangeur*. Pour permettre le calcul de la perte de conversion, il importe de réduire le plus possible ce nombre, ce qui nous entraîne aux hypothèses suivantes.

Nous supposerons essentiellement que la bande passante d'entrée du mélangeur est limitée à la zone avoisinant les deux raies principales d'oscillations locales et contenant les raies latérales afférentes du spectre secondaire, que dans cette zone l'admittance de la source de signal a une valeur uniforme y (cas du mélangeur dit « apériodique ») et qu'en dehors de cette zone la diode est court-circuitée, sauf à la fréquence intermédiaire.

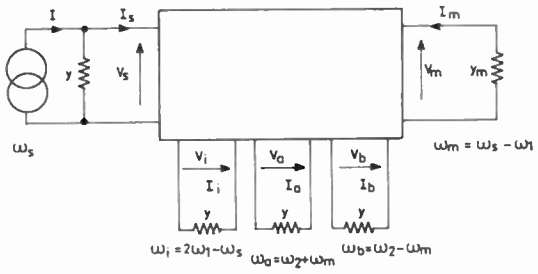


FIG. 8. — Représentation d'un mélangeur « apériodique » soumis à deux oscillations locales (ω_1 et ω_2) par un multipôle à cinq accès.

Le mélangeur peut alors se représenter par le multipôle de la figure 8, qui possède cinq accès correspondant respectivement aux pulsations ω_s (signal), $\omega_m=\omega_s-\omega_1$ (fréquence intermédiaire), $\omega_1=2\omega_1-\omega_s$ (image), $\omega_a=\omega_2+\omega_m$ et $\omega_b=\omega_2-\omega_m$ (raies latérales secondaires du deuxième oscillateur local). Les équations (32) et (33) s'écrivent alors sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{vmatrix} I_s \\ I_m \\ I^*_i \\ I_a \\ I^*_b \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} G_{00} & G_{10} & G_{20} & G_{11} & G_{11} \\ G_{10} & G_{00} & G_{10} & G_{01} & G_{01} \\ G_{20} & G_{10} & G_{00} & G_{11} & G_{11} \\ G_{11} & G_{01} & G_{11} & G_{00} & G_{02} \\ G_{11} & G_{01} & G_{11} & G_{02} & G_{00} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_s \\ V_m \\ V^*_i \\ V_a \\ V^*_b \end{vmatrix} \qquad (34)$$

En utilisant les relations :

$$I_i=-yV_i \qquad I_a=-yV_a \qquad I_b=-yV_b \qquad (35)$$

le multipôle se ramène au quadripôle de la figure 7, que nous représenterons par le système suivant :

$$\begin{vmatrix} I_s \\ I_m \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_a & Y_b \\ Y_b & Y_c \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_s \\ V_m \end{vmatrix} \qquad (36)$$

Compte tenu du fait que la matrice admittance initiale est entièrement réelle, et en vue de simplifier le calcul, il est naturel de prendre comme hypothèse supplémentaire que les admittances extérieures sont purement réelles, soit :

$$y=g \qquad \text{et} \qquad y_m=g_m \qquad (37)$$

Les termes de la matrice (36) sont alors réels et ils ont pour expressions :

$$G_a=G_{00}+\frac{G^2_{20}(G_{00}+g+G_{02})+2\,G^2_{11}(G_{00}+g-2\,G_{20})}{2\,G^2_{11}-(G_{00}+g+G_{02})(G_{00}+g)} \qquad (38)$$

$$G_b=G_{10}+\frac{G_{10}G_{20}(G_{00}+g+G_{02})+2\,G_{11}[G_{01}(G_{00}+g-G_{20})-G_{10}G_{11}]}{2\,G^2_{11}-(G_{00}+g+G_{02})(G_{00}+g)} \qquad (39)$$

$$G_c=G_{00}+\frac{G^2_{10}(G_{00}+g+G_{02})+2\,G_{01}[G_{01}(G_{00}+g-G_{10})-G_{10}G_{11}]}{2\,G^2_{11}-(G_{00}+g+G_{02})(G_{00}+g)} \qquad (40)$$

Ces expressions sont évidemment trop complexes pour que nous puissions en tirer une conclusion. Cependant, en pratique, les deux oscillateurs locaux ont des amplitudes suffisamment grandes pour nous permettre d'utiliser des développements asymptotiques et, de plus, leurs amplitudes devront être rendues égales si on veut obtenir la même perte de conversion vis-à-vis des deux fréquences locales. Nous écrirons donc :

$$|v_1| = |v_2| = u \tag{41}$$

et nous emploierons le développement limité suivant :

$$J_n(z) = \frac{\exp z}{\sqrt{2\pi z}} \left(1 - \frac{4n^2-1}{8z} + \ldots\right) \tag{42}$$

ce qui nous donne :

$$G_{nm} = \frac{A \exp(2\alpha u)}{2\pi u} \left(1 - \frac{4n^2-1}{8\alpha u} - \frac{4m^2-1}{8\alpha u} + \text{infiniment petit du 2}^{\text{e}} \text{ ordre}\right)$$

$$G_{nm} = \frac{A \exp(2\alpha u)}{2\pi u} \left(1 - \frac{2(n^2+m^2)-1}{4\alpha u}\right) \tag{43}$$

Posons :

$$\Gamma = \frac{A \exp(2\alpha u)}{2\pi u} \quad \text{et} \quad \varepsilon = \frac{1}{4\alpha u} \tag{44}$$

(en pratique, ε est de l'ordre de 0,05, ce qui justifie l'approximation faite). Nous obtenons :

$$\begin{aligned} G_{00} &= \Gamma(1+\varepsilon) \\ G_{01} = G_{10} &= \Gamma(1-\varepsilon) \\ G_{11} &= \Gamma(1-3\varepsilon) \\ G_{02} = G_{20} &= \Gamma(1-7\varepsilon) \end{aligned} \tag{45}$$

En définitive, la perte de conversion, calculée par la méthode classique et qui a pour expression :

$$P = \frac{G_c}{g}\left(\frac{G_a+g}{G_b}\right)^2 - \frac{G_a}{g} - 1 \tag{46}$$

devient, en utilisant les relations (38), (39), (40) et (45) :

$$P = \frac{(1+\varepsilon)x^4+(7+6\varepsilon)x^3+(12+76\varepsilon)x^2+256\varepsilon x+64\varepsilon}{(1-2\varepsilon)x^3+3(1+3\varepsilon)x^2+56\varepsilon x} \tag{47}$$

expression dans laquelle :

$$x = \frac{g}{\Gamma}. \tag{48}$$

Notons qu'en raison des développements asymptotiques employés, cette formule n'est utilisable que pour les valeurs de (αu) supérieures à 3 environ. Elle montre que la perte de conversion est une fonction décroissante de la tension u des oscillateurs locaux dont la valeur asymptotique est :

$$P_{\min} = 4.$$

Lorsque u tend vers l'infini, les admittances aux différents accès du mélangeur tendent vers la même valeur limite ; une perte de conversion de 4 signifie alors que la puissance de signal injectée à l'un des accès se répartit également entre les quatre autres.

Avec les mêmes hypothèses au départ, la valeur limite de la perte de conversion avec un seul oscillateur local est $P = 2$ (soit 3 dB) ; en pratique, on doit donc s'attendre, avec deux oscillateurs locaux, à observer un accroissement de P d'au moins 3 dB.

Dans le cas où le mélangeur est soumis à n oscillations locales, il est possible d'évaluer la perte de conversion asymptotique en considérant que les termes de la matrice admittance tendent tous vers la même valeur limite G, ce qui revient à écrire le système d'équations définissant le multipôle :

$$I_p = G \sum_{q=1}^{N} V_q \tag{50}$$

N représente le nombre d'accès et a donc pour valeur $2n+1$ (un accès à fréquence intermédiaire et autant de paires d'accès qu'il y a d'oscillateurs locaux).

On montre aisément que la perte de conversion a alors pour expression :

$$P = 2n + \frac{g}{G}. \tag{51}$$

Sa valeur limite, lorsque la tension u des oscillateurs locaux tend vers l'infini, est donc $2n$.

6. Etude expérimentale de la réponse spectrale

En injectant au mélangeur le signal régulé en puissance d'un générateur à balayage de fréquence et en appliquant à un oscilloscope balayé au synchronisme le signal de sortie détecté de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, nous avons obtenu la réponse spectrale. Cette étude a été faite sur un modèle classique de mélangeur coaxial dans la bande 2 000-4 000 MHz.

Nous donnons ci-après quelques résultats typiques correspondant aux deux principaux modes de répartition des raies d'oscillations locales de la figure 2.

Les oscillogrammes de la figure 9 indiquent la réponse obtenue avec un amplificateur intermédiaire à large bande (0,5-40 MHz) ; (9.*a*) est la réponse relative à un seul oscillateur local ; (9.*b*) celle relative à un mélangeur « à juxtaposition » à deux oscillateurs locaux (3 380 et 3 460 MHz) ce qui donne une bande passante totale de l'ordre de 160 MHz ; (9.*c*) montre l'influence d'un déséquilibre entre les puissances des deux oscillations locales (le rapport des puissances étant de l'ordre de 2) ; enfin en (9.*d*), la bande passante de l'amplificateur a été un peu élargie, ce qui donne une réponse à peu près uniforme, mais fait apparaître une légère interférence au centre.

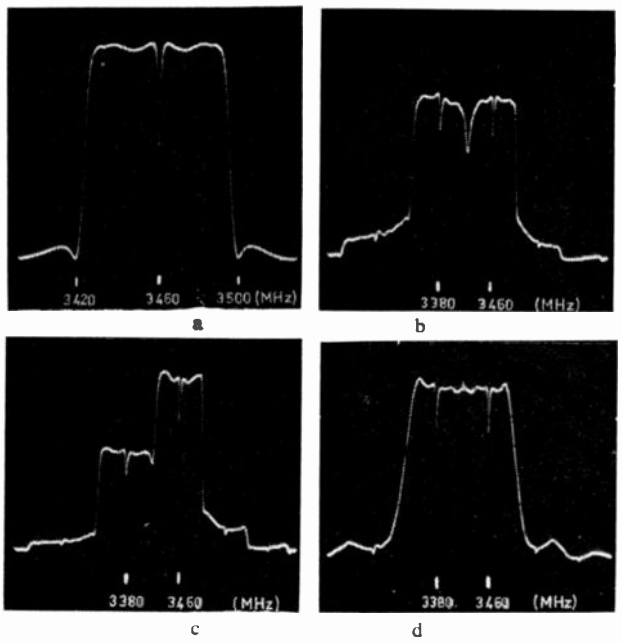


FIG. 9. — Réponses spectrales obtenues avec un amplificateur à large bande 0.5-40 MHz.

Les oscillogrammes de la figure 10 ont été obtenus avec un amplificateur à bande étroite (environ 2 MHz) centré sur 30 MHz, ce qui permet d'observer commodément les raies du spectre secondaire ϕ_{nml} (celles du spectre principal $\phi_0(t)$ restant évidemment invisibles). (10.*a*) est la réponse relative à un mélangeur « à juxtaposition » dont les deux oscillateurs locaux sont distants de 120 MHz ; l'intervalle entre raies est alors uniformément de 60 MHz ; on remarque l'importance des raies secondaires relatives aux raies latérales du spectre principal (voir fig. 4).

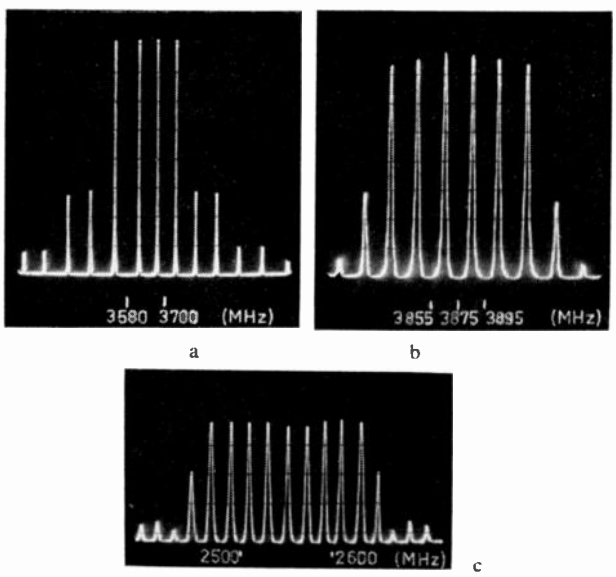


FIG. 10. — Réponses spectrales obtenues avec un amplificateur 30 MHz à bande étroite (2 MHz).

(10.*b*) et (10.*c*) sont les spectres de mélangeurs « à enchevêtrement » ; en (10.*b*), nous avons trois fréquences locales équidistantes (3 855, 3 875 et 3 895 MHz), ce qui correspond au deuxième mode de répartition de la figure 2. Enfin, (10.*c*) est la réponse obtenue au moyen de deux oscillations locales hyperfréquences (2 500 et 2 600 MHz) et d'une troisième oscillation locale à 20 MHz, celle-ci étant injectée en série dans le circuit F.I. du mélangeur (la fréquence intermédiaire étant elle-même de 30 MHz) ; ce procédé est un moyen d'enrichir à peu de frais le spectre principal. Nous avons là un exemple typique où le phénomène de superposition de raies secondaires est mis à profit pour uniformiser le spectre ; en effet, l'injection d'une fréquence de 20 MHz produit, par modulation des oscillateurs locaux hyperfréquences, deux paires de raies principales à $\pm$ 20 MHz des premières, ce qui devrait donner deux réponses spectrales de 6 raies chacune, analogues à (10.*b*) et juxtaposées. Toutefois, ces deux paires de raies sont d'amplitude moindre que les raies des oscillateurs locaux principaux et il s'ensuit que la réponse spectrale n'est pas uniforme. La figure (10.*c*) montre qu'un résultat satisfaisant a néanmoins pu être obtenu en superposant partiellement les deux réponses spectrales de 6 raies de manière à en obtenir finalement 9 égales. Dans cet essai, une polarisation négative de 0,85 V a été appliquée à la diode.

A la suite des nombreuses observations que nous avons faites et dont nous ne donnons ici qu'un aperçu, nous concluons qu'il est aisé d'augmenter la bande passante d'un récepteur de bruit en multipliant les raies d'oscillations locales tout en assurant une réponse à peu près uniforme et sans trous.

Néanmoins, l'évaluation approchée de la perte de conversion qu'il nous a été possible de faire dans les essais précédents a montré qu'elle était, en présence de n oscillateurs locaux, au moins égale et souvent notablement supérieure à n fois la valeur qu'elle présente avec un seul oscillateur local, ce que laissait prévoir l'interprétation théorique. Il importe de remarquer cependant que les réponses secondaires latérales (voir par exemple figure 10.*a*) contribuent, dans un récepteur de bruit, à accroître la puissance de sortie et, par suite, à réduire le facteur de bruit radiométrique, à condition que les fréquences correspondantes soient incluses dans la bande passante de l'antenne et du préamplificateur éventuel.

Si on admet comme règle générale que la perte de conversion est proportionnelle à n, *le facteur de bruit radiométrique du mélangeur est alors indépendant de n*, et par suite, le seuil de sensibilité du radiomètre varie comme $(2n)^{1/2}$.

En ce qui concerne le phénomène de superposition de raies secondaires, il ne nous est pas apparu qu'il présente d'inconvénient pour un récepteur de bruit, si ce n'est le bruit supplémentaire d'interférence entre raies qui se produit lorsque les oscillations locales ne sont pas en cohérence de phase parfaite. Il semble que ce problème puisse être résolu assez aisément en créant les différentes oscillations locales à partir d'un même oscillateur pilote.

7. Mesures de perte de conversion et de facteur bruit

En plus de l'étude qualitative précédente, nous avons procédé à une étude quantitative sur un mélangeur

de type classique en guide d'onde dans la bande *X*, avec deux, puis trois oscillateurs locaux.

La figure 11 indique les éléments essentiels du montage utilisé : les signaux de trois oscillateurs locaux réglés indépendamment par les atténuateurs A_1, A_2 et A_3 sont groupés au moyen de jonctions hybrides

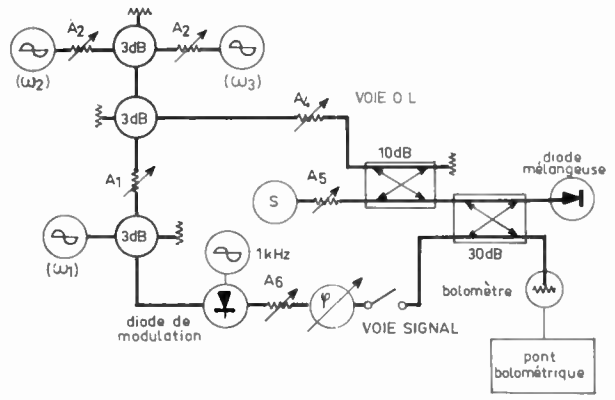


FIG. 11. — Montage de mesure de la perte de conversion et du facteur de bruit (schéma simplifié).

dans la « VOIE O.L. » et injectés à la diode mélangeuse par un coupleur 10 dB ; la puissance globale est réglée par A_4. Une source de bruit réglable par A_5 débite directement dans le mélangeur. Quant au signal d'entrée, il est prélevé sur le premier oscillateur local par la « VOIE SIGNAL » qui comporte un modulateur à diode fonctionnant à 1 kHz, un atténuateur et un déphaseur ; il est appliqué à la diode au moyen d'un coupleur 30 dB de précision ; un bolomètre permet de mesurer sa puissance en valeur absolue. La fréquence intermédiaire issue de ce signal est nulle.

La figure 12 donne le schéma du circuit à fréquence intermédiaire qui comprend un amplificateur 30 MHz pour les mesures de bruit et un circuit à courant continu

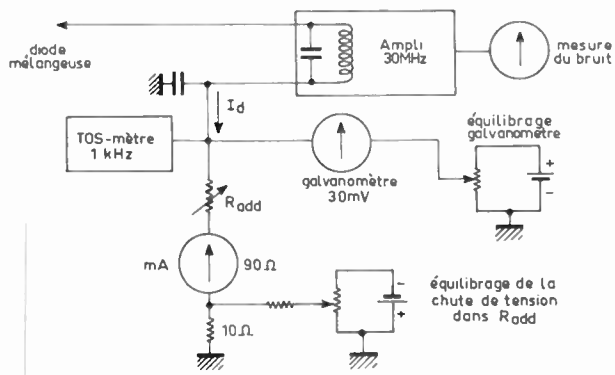


FIG. 12. — Circuit pour la mesure de la résistance interne et de la perte de conversion du mélangeur.

permettant la mesure de la perte de conversion ; ce circuit présente une résistance ajustable égale à $(100\ \Omega + R_{add})$; la composante du courant I_d due à l'application du signal au mélangeur est facilement identifiable grâce à la modulation à 1 kHz de la « VOIE SIGNAL », qu'on peut observer à l'aide d'un TOS-mètre amplificateur, accordé sur la même fréquence.

La mesure consiste à régler tout d'abord R_{add} de manière à obtenir un maximum de puissance à 1 kHz ; la modulation étant ensuite supprimée, on mesure l'accroissement du courant I_d résultant de l'application du signal, le pont galvanométrique ayant été au préalable équilibré en l'absence de signal. Cet accroissement est positif ou négatif selon la phase du signal par rapport à l'oscillation locale n° 1 ; on repère en fait les deux extremums, d'où il est facile de déduire la puissance du signal à « fréquence intermédiaire ». Notons enfin qu'une contre-tension réglable permet de compenser la chute de tension dans R_{add} et d'éviter ainsi une polarisation inverse de la diode.

Pour les mesures de bruit, nous avons filtré le bruit des oscillateurs locaux au moyen de cavités résonnantes utilisées en transmission (non représentées sur le schéma).

Les figures 13, 14 et 15 donnent les résultats obtenus, en ce qui concerne la perte de conversion, la résistance interne du mélangeur en fréquence intermédiaire et le facteur de bruit radiométrique ; ce dernier a été mesuré avec un amplificateur 30 MHz dont le facteur de bruit était 1,6 dB et la bande passante 9 MHz.

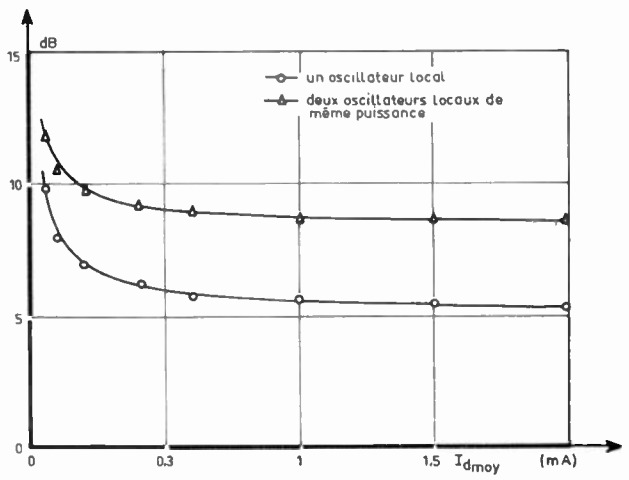


FIG. 13. — Perte de conversion d'un mélangeur à diode 1.N.23.D pour une oscillation locale et deux oscillations locales.

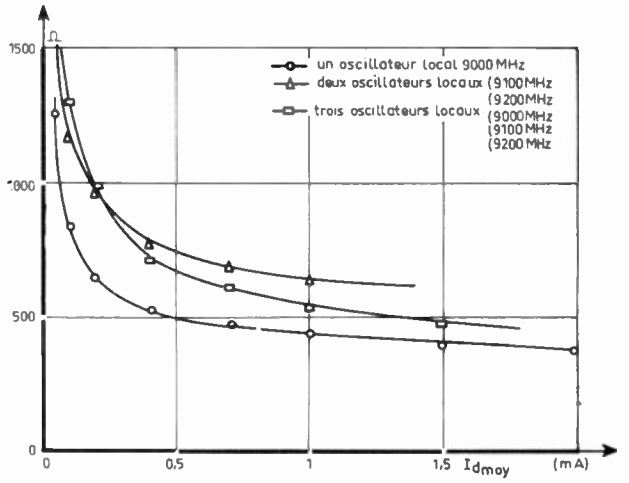


FIG. 14. — Résistance interne en fréquence intermédiaire d'un mélangeur à diode 1.N.23.D soumis à plusieurs oscillations locales (mesure en courant continu).

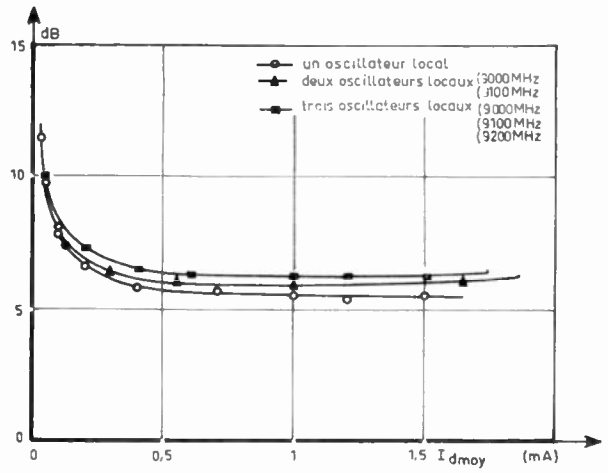


FIG. 15. — Facteur de bruit d'un mélangeur à diode I.N.23.D soumis à plusieurs oscillations locales.

On remarque que la perte de conversion augmente d'une quantité égale à 3,1 à 3,2 dB lorsqu'on passe de un oscillateur local à deux oscillateurs locaux, à courant moyen détecté constant. Quant au facteur de bruit, il est constant en première approximation ; plus précisément, pour un courant moyen de 1 mA, nous obtenons :

$F = 5{,}6$ dB pour un oscillateur local,

$F = 5{,}9$ dB pour deux oscillateurs locaux,

$F = 6{,}2$ dB pour trois oscillateurs locaux.

Des mesures de *coefficient de température de bruit* de la diode nous ont montré, par ailleurs, que ce coefficient *ne dépendait que du courant moyen et non du nombre d'oscillateurs locaux*.

Notons aussi que le facteur de bruit varie légèrement selon l'écart de fréquence entre oscillateurs locaux et selon le mode de répartition adopté ; de plus, l'impédance du circuit de la diode aux fréquences de battement entre oscillateurs locaux influe également, car la distribution spectrale d'amplitude des raies principales en dépend. Les résultats de la figure 15 ne correspondent probablement pas aux conditions optimales de fonctionnement, d'autres études étant nécessaires pour déterminer ces conditions.

8. Conclusion

Au terme de cette étude, nous pensons avoir montré qu'un récepteur superhétérodyne dont le mélangeur de tête à diode semiconductrice est soumis à n oscillations locales simultanées est une solution valable pour constituer un récepteur radiométrique à large bande. Toutefois, compte tenu de l'augmentation de perte de conversion, laquelle est grossièrement proportionnelle à n, le gain de sensibilité radiométrique n'est pas aussi intéressant que le laissait entrevoir le calcul fait dans un cas idéal au paragraphe 1. Si on appelle G_0 et G_n les valeurs respectives du gain en puissance du récepteur dans les deux cas que nous avions considérés, on trouve comme expression du rapport des facteurs de sensibilité :

$$\frac{s_n}{s_0} = (2n)^{3/2} \frac{2F_0}{2+(F_0-1)\dfrac{G_0}{nG_n}}. \qquad (52)$$

Si on admet comme règle générale que la perte de conversion est proportionnelle à n, soit encore $G_n = G_0/n$, on obtient :

$$\frac{s_n}{s_0} = \frac{2(2n)^{1/2}}{1+\dfrac{1}{F_0}}. \qquad (53)$$

Le gain de sensibilité obtenu avec n oscillateurs locaux au lieu d'un seul, pour un mélangeur apériodique, s'exprime donc en pratique par un rapport $(2n)^{1/2}$; l'accroissement de puissance du bruit-signal à l'entrée dû à l'augmentation de bande passante se trouvant contre-balancé par l'accroissement de perte de conversion.

Nous proposons (fig. 16) un schéma d'application du principe étudié : en vue d'obtenir une très large

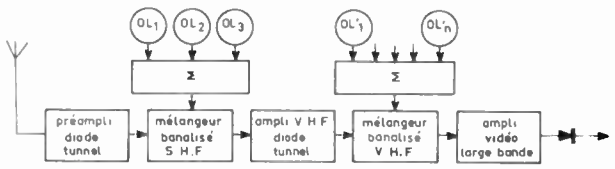


FIG. 16. — Schéma de principe d'un récepteur radiométrique à double changement de fréquence et mélangeurs banalisés.

bande, on opère deux changements de fréquence successifs par mélangeurs banalisés. Si n_1 et n_2 sont les nombres respectifs d'oscillateurs locaux et si b est la bande passante de l'amplificateur intermédiaire final, on obtient une bande passante globale $B = 4n_1n_2b$. L'accroissement de facteur de bruit dû à l'emploi d'un premier amplificateur intermédiaire UHF ou VHF à large bande est compensé par l'emploi d'un préamplificateur SHF.

Cette solution se prête à la réalisation de récepteurs entièrement à l'état solide et très compacts, dont la bande passante globale n'est limitée, en fait, que par le préamplificateur d'entrée.

RÉALISATION D'UN MASER A ONDES PROGRESSIVES à large bande en ondes centimétriques

PAR

A. NIZERY et B. LORIOU

Ingénieurs au CNET-Lannion

On expose dans cet article la réalisation d'un maser à ondes progressives à rubis à relativement large bande destinée à servir d'amplificateur à faible bruit dans une station de télécommunications spatiales. La fréquence de fonctionnement est de 4 155 MHz et la bande à 3 dB requise de 50 MHz. La température de bruit à l'entrée du maser, y compris la température ramenée par les étages qui suivent le maser, ne doit pas excéder 20 °K. La figure 1 représente une vue éclatée du maser dans laquelle on peut distinguer les éléments principaux : structure à retard, rubis, isolateur, que nous nous proposons de passer en revue.

1. Structure à retard

Le gain électronique d'un maser à ondes progressives s'écrit :

$$G_{dB} = 27{,}3 \frac{SN}{|Q_m|}$$

où S est le facteur de ralentissement de la structure,

N représente la longueur de la structure exprimée en nombre de longueurs d'onde en espace libre,

$|Q_m|$ est le coefficient de surtension magnétique du matériau.

Or on peut considérer que :

a) $|Q_m|$ est de l'ordre de 100 pour le rubis,

b) N, à 4 000 MHz, ne peut guère excéder 2, car la longueur du maser, qui doit être plongé dans l'hélium liquide et dans un champ magnétique homogène, est évidemment limitée par des considérations d'ordre pratique. Il est alors facile de se rendre compte qu'il est nécessaire, pour la constitution d'un maser à rubis à 4 000 MHz, d'utiliser une structure à retard ayant un facteur de ralentissement de plusieurs dizaines (typiquement de l'ordre de 100). Ceci exclut la possibilité d'utiliser simplement un guide rempli de matériau actif, comme cela peut être fait par exemple pour des masers millimétriques, utilisant, de surcroît, un matériau tel que le rutile, de constante diélectrique beaucoup plus élevée que le rubis.

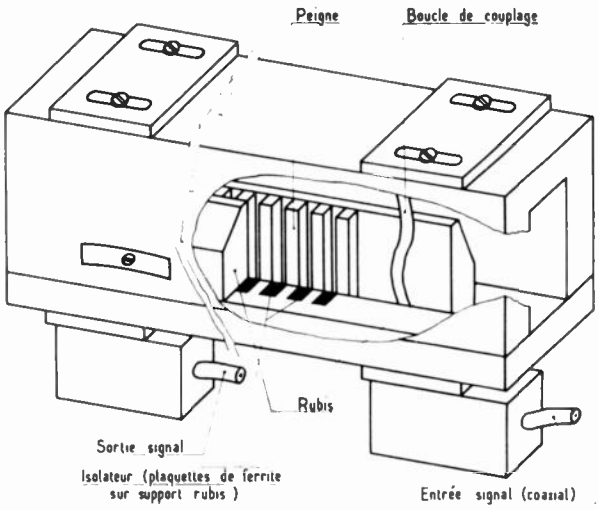


FIG. 1. — Vue éclatée de la structure en peigne chargée

La structure à retard que nous avons adoptée est du type ligne en peigne. L'étude d'une telle structure, chargée de diélectrique comme l'indique la figure 2, a été effectuée par HARRIS, DE GRASSE, SCHULZ-DUBOIS et CHEN [1].

Les auteurs ont montré que, dans une approximation TEM, valable lorsque la ligne est presque complètement chargée de diélectrique, on peut définir une constante diélectrique effective ε_{eff} fonction

du déphasage ψ d'une cellule (ψ variant entre 0 et π dans la bande passante du fondamental).

Les bandes passantes de la structure sont alors définies par la relation suivante où ε_{eff}, K et C sont fonctions de ψ :

$$(2m-1)\frac{\lambda}{4} = \sqrt{\varepsilon_{eff}}\left(h + \frac{KCc}{\varepsilon_{eff}}\right)$$

où $K(\psi)$: impédance caractéristique de la ligne à vide
$C(\psi)$: capacité en bout de doigt
c : vitesse de la lumière dans le vide,
h : longueur de la dent
m : entier positif ($m = 1$ pour le fondamental).

La détermination de $K(\psi)$, impédance caractéristique de la ligne non chargée, a été effectuée en supposant une approximation à un peigne infiniment fin.

La constante diélectrique effective ε_{eff} est déterminée en écrivant que la charge électrique supportée par une dent du peigne, dans les conditions réelles, c'est-à-dire en tenant compte de constantes diélectriques différentes dans les diverses régions de la ligne, est la même que celle qui serait supportée par une dent en supposant le peigne baignant dans un milieu de constante diélectrique uniforme.

F.S. CHEN obtient ainsi les relations donnant $\varepsilon_{eff}(0)$ et $\varepsilon_{eff}(\pi)$ (quand $l = d = L/2$)

$$\varepsilon_{eff}(0) = \frac{\varepsilon}{\varepsilon - (\varepsilon - 1)\dfrac{D}{W}}$$

$$\varepsilon_{eff}(\pi) = \frac{1 + \dfrac{4\varepsilon}{\pi^2}\sum_{-\infty}^{+\infty}(-1)^n \dfrac{\varepsilon \operatorname{th}[(2n+1)\pi x(1-y)] + \coth(2n+1)\pi xy}{\varepsilon \operatorname{th}[(2n+1)\pi x(1-y)] + \operatorname{th}(2n+1)\pi xy} \times \dfrac{1}{(2n+1)^2} \times \operatorname{th}(2n+1)\pi xy}{1 + \dfrac{4}{\pi^2}\sum_{-\infty}^{+\infty}(-1)^n \times \dfrac{1}{(2n+1)^2} \times \coth(2n+1)\pi x}$$

avec $\varepsilon = \varepsilon$ réel $\quad x = \dfrac{W}{L} \quad y = \dfrac{D}{W}$.

D, W, L, l, d définis sur la figure 2.

Les valeurs de $\varepsilon_{eff}(0)$ et $\varepsilon_{eff}(\pi)$, c'est-à-dire des ε effectifs pour les coupures inférieure et supérieure,

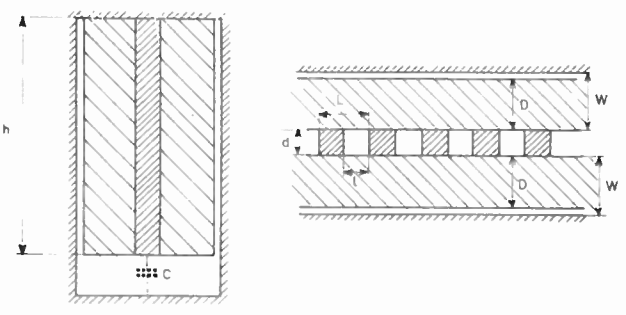


FIG. 2. — Structure en peigne chargée de diélectrique

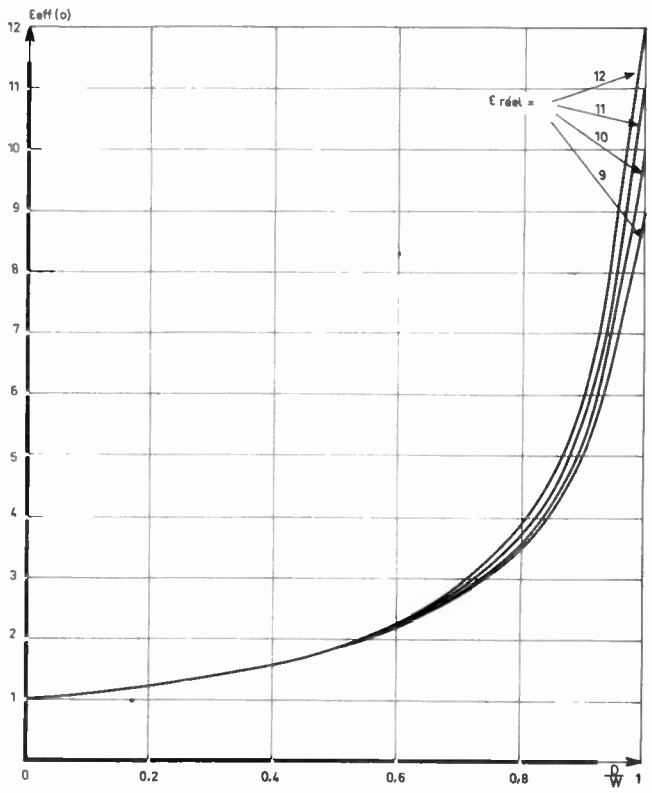


FIG. 3.

sont représentées figures 3 et 4 en fonction de D/W pour des valeurs de ε réel allant de 9 à 12 (et dans le cas de la figure 4 pour un $W/L = 1{,}25$).

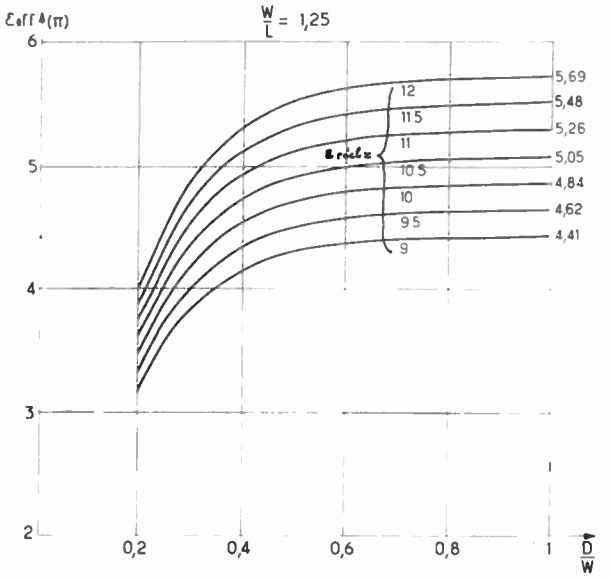


FIG. 4.

On remarquera, d'après ces courbes, que pour un D/W voisin de 1, $\varepsilon_{eff}(0)$ varie très rapidement avec D/W, alors que $\varepsilon_{eff}(\pi)$ varie peu.

Diminuer l'épaisseur du rubis aura donc pour effet d'augmenter la fréquence inférieure de coupure, la fréquence supérieure de coupure restant pratiquement inchangée. On passera ainsi (fig. 5) de la courbe 1 à la courbe 2, améliorant le facteur de ralentissement de la structure. Il n'est toutefois pas possible de diminuer beaucoup l'épaisseur du rubis sous peine de voir apparaître dans la ligne le phénomène de « fold-over » (courbe 3), correspondant à l'apparition d'une onde inverse, indésirable dans le fonctionnement du maser.

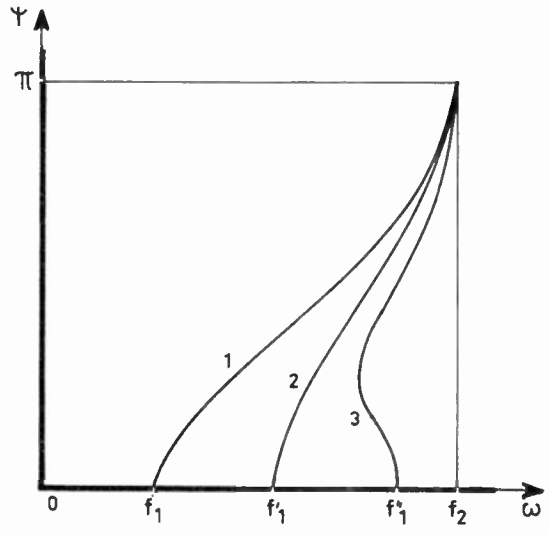


FIG. 5. — Diagramme $\psi(\omega)$ d'une ligne en peigne chargée de diélectrique (fondamental).
$S = c/L\ d\psi/d\omega$
avec c : vitesse de la lumière dans le vide.
L : pas de la ligne.
ψ : déphasage d'une cellule.
S : facteur de ralentissement de la structure.

En fait, la plage de variation de D/W est très restreinte. Le phénomène de « fold-over » apparaît généralement pour une valeur de D/W voisine de 0,9.

Il est possible toutefois d'améliorer encore le facteur de ralentissement en réduisant l'épaisseur du diélectrique sur une faible partie de la dent, en bout de dent.

Dans le cas général de la figure 6 d'une structure en peigne chargée de diélectrique biseauté (le diélectrique ne recouvrant pas nécessairement toute la longueur de la dent), nous avons établi les formules suivantes qui permettent de déterminer les fréquences inférieure f_1 et supérieure f_2 de coupure de la ligne (dans le cas de dents de section carrée, la largeur de la dent étant égale à la moitié du pas de la ligne) :

$$f_1 = \frac{75}{\sqrt{\varepsilon_{10}}\left[h_1 + \frac{Z_1}{\varepsilon_{10}} + \frac{h_2 - h_1}{A\varepsilon_{10}(y_1 - y_2)} \ln\left(\frac{1 - Ay_2}{1 - Ay_1}\right) + \frac{h_3}{\varepsilon_{10}}\right]}$$

$$f_2 = \frac{75}{\sqrt{\varepsilon_{1\pi}}\left[h_1 + \frac{0{,}495}{\varepsilon_{1\pi}} + \frac{1}{\varepsilon_{1\pi}} \times \frac{h_2 - h_1}{y_1 - y_2} \times \int_{y_2}^{y_1} \varepsilon_{eff}\, dy + \frac{h_3}{\varepsilon_{1\pi}}\right]}$$

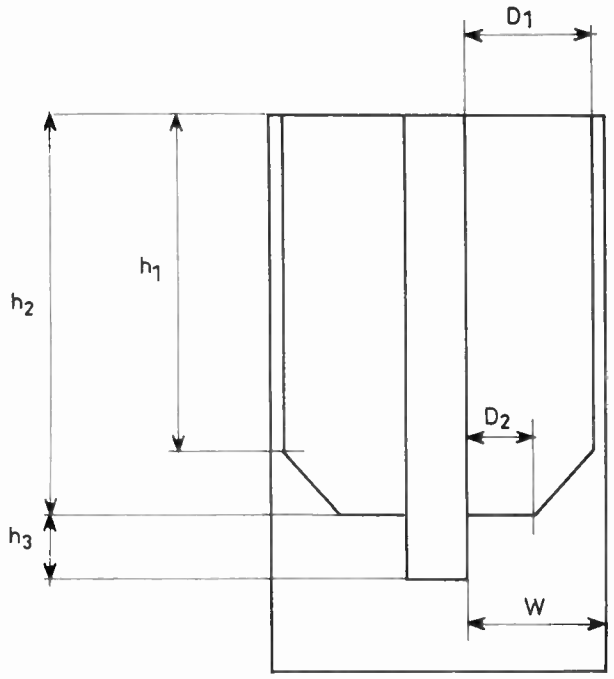


FIG. 6. — L = pas de la ligne.

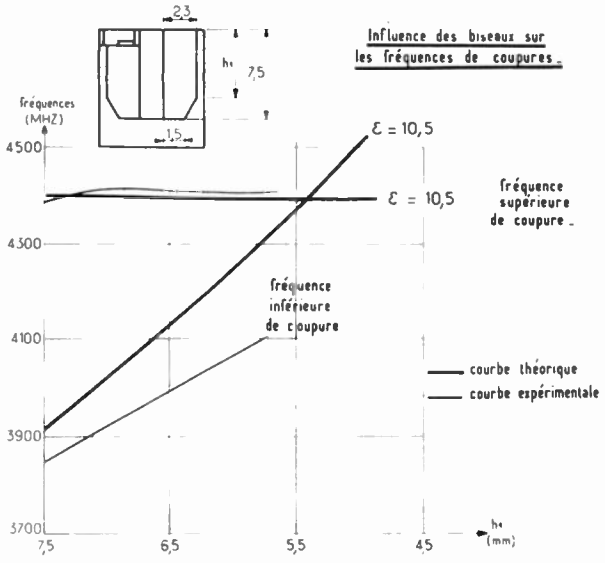


FIG. 7. — Influence des biseaux sur les fréquences de coupures.

avec : $A = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}$; $y_1 = \frac{D_1}{W}$; $y_2 = \frac{D_2}{W}$;

$\varepsilon_{10} = \frac{1}{1 - Ay_1}$; $Z_1 = 1{,}54\frac{W}{L} + 0{,}155$

$\varepsilon_{1\pi}$: valeur de $\varepsilon_{eff}(\pi)$ pour $y = y_1$
ε_{eff} : fonction de $y = D/W$
f_1, f_2 en GHz
h_1, h_2, h_3 en mm

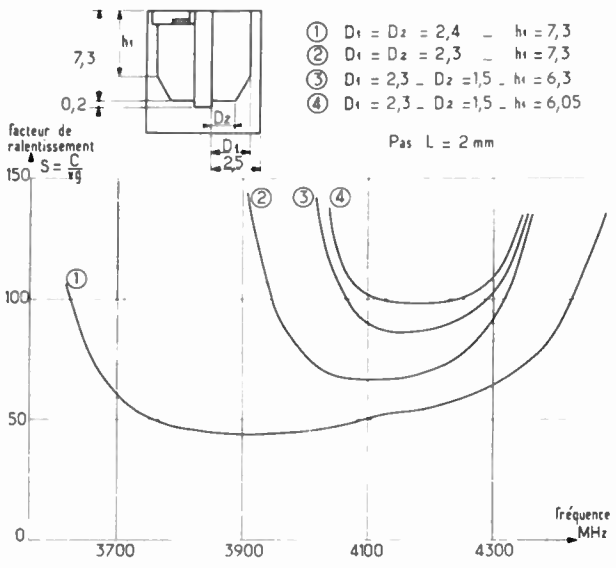


FIG. 8.

Les courbes de la figure 7 montrent, sur un type de ligne en peigne, les fréquences de coupure théoriques et expérimentales. Sur la figure 8, on a représenté le facteur de ralentissement relevé expérimentalement sur une ligne en peigne dans laquelle :

1) On commence par amincir l'épaisseur du rubis, passant de la courbe 1 à la courbe 2,

2) On pratique un biseau de plus en plus accentué en bout de dent (courbes 3 et 4).

Par cette méthode, on voit qu'il est possible d'améliorer considérablement le facteur de ralentissement.

Les dimensions de la structure en peigne que nous avons finalement utilisée sont indiquées sur la figure 9. La ligne présente une bande de 4 030 à 4 350 MHz et un facteur de ralentissement de 100. Les pertes

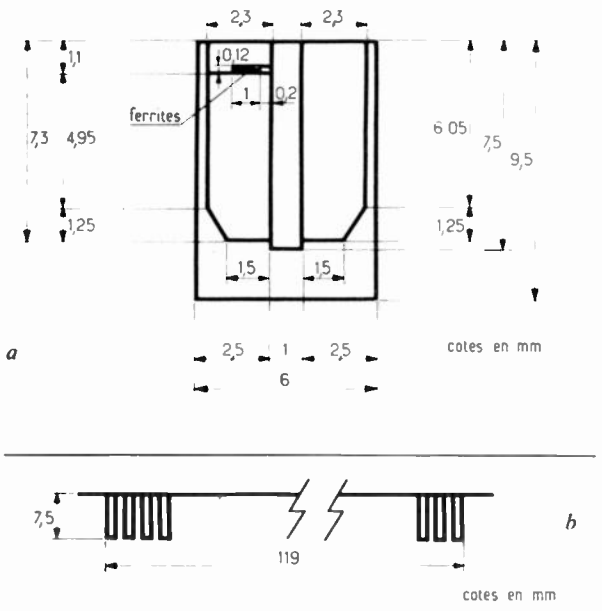


FIG. 9. — *a*) Coupe de la structure en peigne avec rubis et ferrites. *b*) Vue longitudinale du peigne, 60 dents de section carrée 1 × 1 mm, hauteur 7,5 mm.

intrinsèques de la structure chargée de diélectrique sont de l'ordre de 7 dB à la température de l'hélium liquide.

Au niveau du peigne, entrée et sortie du signal s'effectuent en coaxial miniature, couplé au peigne par des boucles de couplage dont la forme et la distance au peigne sont ajustées expérimentalement.

2. Rubis

Le point de fonctionnement maser a été choisi sur la transition 1-2 (fig. 10), pour l'orientation 90° (champ magnétique normal à l'axe optique). Ce point de fonctionnement présente le double avantage d'optimiser la probabilité de transition signal, d'une

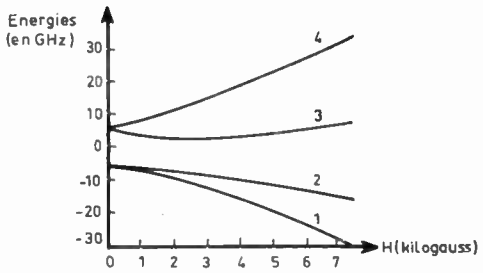


FIG. 10. — Diagramme d'énergie du rubis pour $\theta = 90°$

part, et d'autre part, d'utiliser le fait que le champ magnétique est, sur la transition 1-2, maximal (et donc stationnaire) pour l'orientation 90°. L'orientation 90° est donc celle qui rend le fonctionnement maser le moins sensible aux désorientations du cristal.

Le champ magnétique nécessaire est alors voisin de 3 300 G et la fréquence de pompe (transition 1-4) est voisine de 30 000 MHz.

La figure 11 indique les orientations respectives de l'axe optique du rubis, du champ magnétique et du peigne.

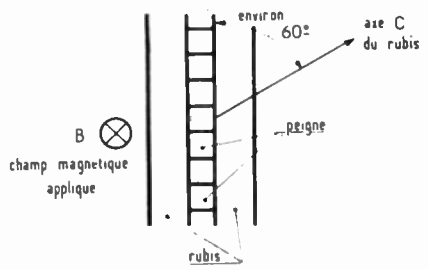


FIG. 11. — Orientations respectives de l'axe optique du rubis et du champ magnétique.

Les rubis (en provenance de la Société DJEVAHIRJIAN) ont une concentration en ions Cr^{3+} voisine de 0,022 %, sensiblement inférieure à la concentration optimale pour le point de fonctionnement choisi. Par contre, la définition de l'axe optique est très bonne.

Il est intéressant de remarquer que la forme de raie que nous avons relevée sur la transition signal est très proche d'une forme lorentzienne.

3. Isolateurs

L'isolateur (par résonance gyromagnétique) est constitué de 59 plaquettes de grenat de fer-yttrium polycristallin de $1 \times 1 \times 12/100$ mm disposées sur une barrette support en rubis (fig. 1 et 9).

Les polarisations de l'onde signal de part et d'autre du peigne étant (en première approximation) de sens opposés, l'onde directe est amplifiée dans le rubis situé de l'autre côté de l'isolateur et non atténuée par l'isolateur, alors que l'onde inverse est amplifiée par le rubis situé du même côté que l'isolateur mais en même temps très fortement atténuée par celui-ci. Le champ magnétique étant imposé par le point de fonctionnement du rubis choisi, il faut, naturellement, ajuster les dimensions géométriques des plaquettes de grenat de façon que la résonance du ferrite coïncide avec celle du rubis.

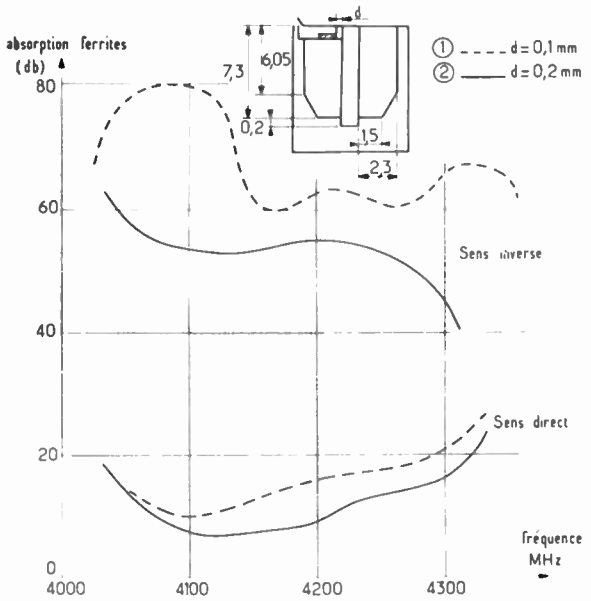


FIG. 12.

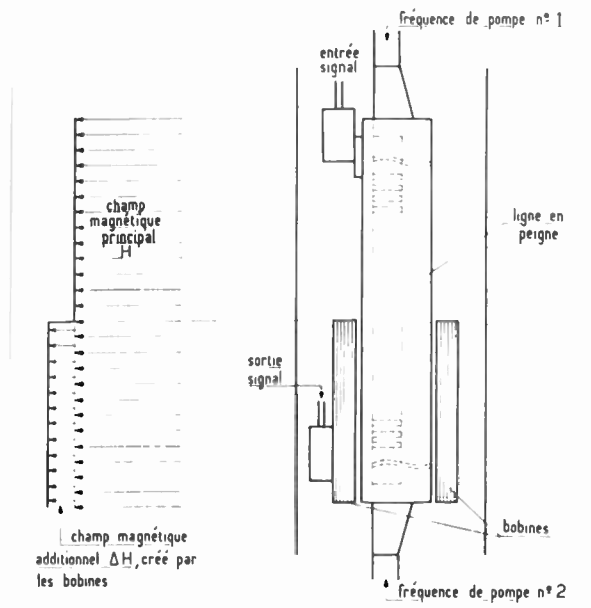


FIG. 13. — Elargissement de bande.

La figure 12 montre les performances de l'isolateur réalisé, et notamment la possibilité de diminuer les pertes directes lorsqu'on écarte légèrement les ferrites du peigne (tout en conservant un affaiblissement suffisant dans le sens inverse).

4. Elargissement de la bande du maser

La bande à 3 dB d'un maser à ondes progressives à rubis fonctionnant en ondes centimétriques est normalement de 15 à 20 MHz.

En effet, reprenant la formule donnée plus haut donnant le gain électronique d'un maser à ondes progressives :

$$G_{dB} = 27{,}3 \frac{SN}{|Q_m|}$$

et supposant pour la raie du rubis une forme lorentzienne :

$$|Q_m| = |Q_{m0}| \left[1 + \left(\frac{2(f - f_0)}{\Delta\nu} \right)^2 \right]$$

où $\Delta\nu$ est la largeur de raie du rubis, le gain en fonction de la fréquence peut s'écrire :

$$G_{dB} = G_0 \frac{1}{1 + \left(\frac{2(f - f_0)}{\Delta\nu} \right)^2}$$

avec G_0 : gain au centre de la bande.

La bande à 3 dB du maser est alors donnée par :

$$B = \Delta\nu \left(\frac{3}{G_{0\,dB} - 3} \right)^{1/2}$$

Si l'on admet une valeur de l'ordre de 10 dB pour les pertes de la structure en peigne et les pertes directes de l'isolateur, il faut une valeur de G_0 égale à 30 dB pour conserver un gain net d'au moins 20 dB. On trouve alors, en prenant pour $\Delta\nu$ la valeur typique de 60 MHz : $B = 20$ MHz.

Il est donc nécessaire d'utiliser une technique d'élargissement de bande pour porter la valeur de celle-ci à 50 MHz.

La solution que nous avons adoptée consiste à former sur la structure deux sections décalées de champ magnétique. Nous avons choisi pour ce faire l'emploi de bobines additionnelles (fig. 13) qui permettent d'obtenir facilement un élargissement variable.

L'emploi de deux fréquences de pompe permet d'inverser les populations dans les régions ainsi formées.

Si donc on considère le schéma d'un maser à deux sections décalées donné par le tableau 1.

	$l/2$ section (1)	$l/2$ section (2)
champ magnétique	$H_0 - \frac{\Delta H}{2}$	$H_0 + \frac{\Delta H}{2}$
fréquence de pompe	F_{p1}	F_{p2}
fréquence signal centrale des sections	$f_1 = f_0 - \frac{\Delta f_0}{2}$	$f_2 = f_0 + \frac{\Delta f_0}{2}$

TABLEAU I

le gain électronique du maser s'écrira (supposant toujours une forme de raie lorentzienne) :

$$G(f)_{dB} = G_0 \times \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1+(x+\beta)^2} + \frac{1}{1+(x-\beta)^2}\right)$$

avec G_0 gain électronique au centre de la bande (f_0) avant décalage des sections :

$$\beta = \frac{\Delta f_0}{\Delta \nu} \qquad x = \frac{2(f-f_0)}{\Delta \nu}$$

On peut alors montrer que :

1) la courbe est « maximally flat » pour $\beta = 1/\sqrt{3}$ (quel que soit G_0),

2) pour $\beta > 1/\sqrt{3}$ la courbe présente deux « bosses » dont la position ne dépend pas de G_0.

La position des « bosses » et le gain correspondant sont données par :

$$x = \pm \sqrt{-(\beta^2+1)+2\beta\sqrt{\beta^2+1}}$$

$$G_{max} = \frac{G_0}{4\beta} \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}-\beta}$$

Sur la figure 14 sont présentées quelques courbes théoriques d'élargissement de maser à partir de ces considérations.

Il est naturellement intéressant de regarder dans quelle mesure varie la température de bruit du maser dans cette opération d'élargissement.

La température équivalente de bruit à l'entrée d'un maser à ondes progressives (sans élargissement) est donnée par :

$$T_e = \frac{g-1}{g}\left(\frac{\alpha_m}{\alpha_m-\alpha_0} T_m + \frac{\alpha_0}{\alpha_m-\alpha_0} T_0\right)$$

g : gain net (en vraie grandeur)

T_0 : température du bain.

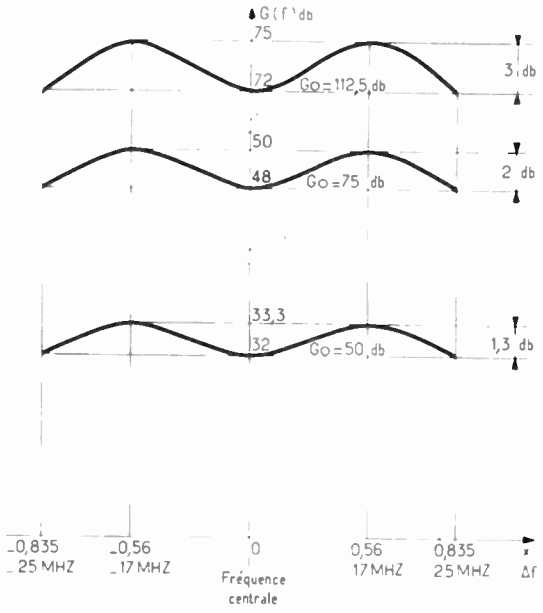


FIG. 14. — Elargissement d'un maser à ondes progressives (courbes théoriques). $\beta = \Delta f_0/\Delta\nu = 0{,}75$ (écarts de fréquence valables pour $\Delta\nu = 60$ MHz).

$T_m = T_0/I$: valeur absolue de la température de spin (I rapport d'inversion)

α_m : coefficient linéique d'amplification

α_0 : coefficient linéique de pertes.

Après élargissement par deux sections décalées, la température de bruit devient :

$$T_e = \left(\frac{g_1-1}{g_1}\right)\left(\frac{\alpha_{m_1}}{\alpha_{m_1}-\alpha_0} T_m + \frac{\alpha_0}{\alpha_{m_1}-\alpha_0} T_0\right) + \frac{g_2-1}{g_1 g_2}\left(\frac{\alpha_{m_2}}{\alpha_{m_2}-\alpha_0} T_m + \frac{\alpha_0}{\alpha_{m_2}-\alpha_0} T_0\right)$$

avec g_1 et g_2 gains nets (en vraie grandeur) des sections 1 et 2.

α_{m1} et α_{m2} coefficients linéiques d'amplification dans les sections 1 et 2.

On peut aisément tirer de ces relations que l'augmentation de la température de bruit pour une bande à 3 dB de 50 MHz ne dépasse pas quelques degrés Kelvin dans la région la plus défavorisée de la bande.

5. Résultats

La figure 15 présente les résultats expérimentaux obtenus sur le maser non élargi lorsqu'on déplace la fréquence centrale du maser, dans la bande de la ligne en peigne, en faisant varier l'intensité du champ magnétique et la fréquence de pompe. On voit que le maser est sensiblement accordable sur une plage de 120 MHz.

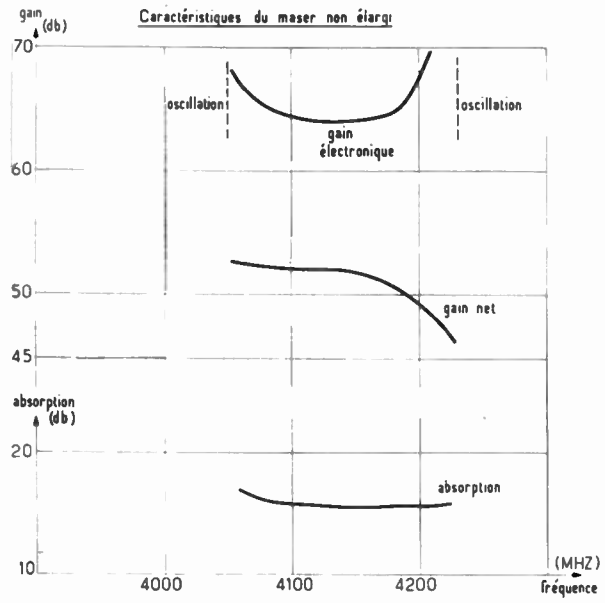


FIG. 15. — Caractéristiques du maser non élargi.

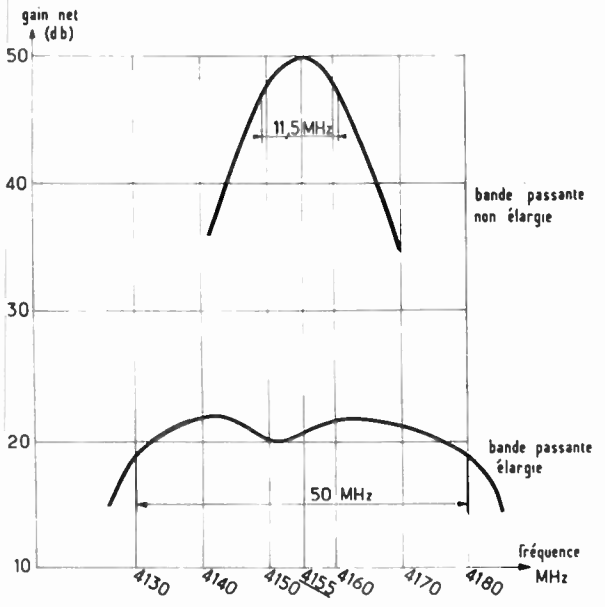


FIG. 16.

La figure 16 donne, la fréquence centrale étant fixée à 4 155 MHz, les courbes de réponse maser relevées expérimentalement* :

— sans élargissement,

— avec élargissement à 50 MHz.

Dans les deux cas, la température du bain d'hélium liquide est de 2,2 °K.

La mesure de la température de bruit a nécessité la mise au point d'une charge froide (refroidie à 77 °K). La mesure s'effectue en comparant les niveaux détectés lorsque l'entrée maser est commutée successivement sur :

— une charge chaude $T_e = 300$ °K

— une charge froide $T_e = 100$ °K (compte tenu de l'affaiblissement des éléments de transmission placés entre charge froide et entrée maser).

Nous avons mesuré une température de bruit d'environ 7 °K dans le cas du maser non élargi et d'environ 12 °K dans le cas du maser élargi (dans la région la plus défavorisée de la bande).

La précision de la mesure est toutefois mauvaise, la grandeur de la quantité à mesurer (température de bruit du maser) étant très faible par rapport aux valeurs des températures de bruit des sources chaudes et froides utilisées.

Dans le cas où la bande du maser est élargie à 50 MHz :

— les fréquences de pompe sont décalées d'environ 140 MHz

$$F_{p1} \# 30\,120 \text{ MHz}$$

$$F_{p2} \# 30\,260 \text{ MHz}$$

— le champ magnétique sur la première section est de 3 290 G et le champ supplémentaire sur la deuxième section est de l'ordre d'une vingtaine de gauss.

Naturellement, il est possible de régler le courant dans les bobines et les fréquences de pompe de manière à avoir une bande quelconque comprise entre 12 et 50 MHz, le gain étant alors compris entre 50 et 22 dB.

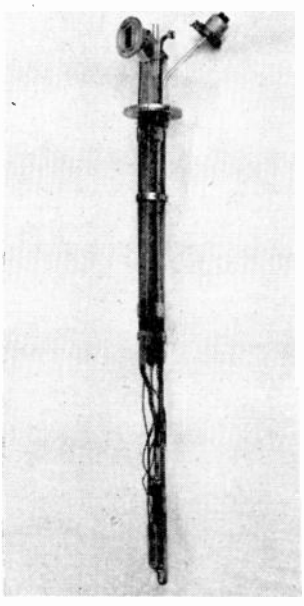


FIG. 17. — Maser C.N.E.T.

FIG. 18. — Maser C.N.E.T.

Les figures 17 et 18 présentent deux vues du maser monté sur son couvercle de cryostat. L'élément de guide d'entrée a été réalisé en acier inoxydable de 6/10 mm d'épaisseur, cuivré intérieurement. Les pertes de cet élément de guide, à température ambiante n'excèdent pas 0,1 dB.

* Depuis le colloque du C.N.E.S., il a été possible, avec des rubis Linde, d'obtenir un gain net de 30 dB pour une bande de 50 Mhz.

Nous avons, en outre, prévu de placer derrière le maser un amplificateur à diode tunnel étudié lui aussi au CNET-Lannion et dont les caractéristiques sont les suivantes :

Gain : 20 dB
Bande > 200 MHz
Facteur de bruit = 4,5 dB

Il nous paraît intéressant aussi de signaler que si, pour les résultats expérimentaux présentés dans cet article, le champ magnétique nécessaire était fourni par un électro-aimant, un aimant supraconducteur destiné à fournir le champ requis, est en voie d'achèvement au CNET-Lannion. Sans parler de l'électro-aimant dont le poids et l'encombrement excluent l'utilisation dans une station d'exploitation, les avantages de l'aimant supraconducteur par rapport à l'aimant permanent sont réels :

— poids 20 à 30 fois moins élevé,

— insensibilité de l'aimant-supraconducteur plongé dans l'hélium liquide aux variations de température externe, lesquelles peuvent déplacer de plusieurs mégahertz la courbe de réponse d'un maser placé dans l'entrefer d'un aimant permanent.

— insensibilité de l'aimant supraconducteur au champ magnétique terrestre. Ce blindage par rapport au champ magnétique terrestre est intéressant car le champ magnétique total, composante du champ magnétique terrestre, fixe, et du champ fourni par un aimant permanent, champ variable en orientation lorsque l'antenne tourne, peut être, en effet, suffisamment modifié pour déplacer légèrement la courbe de transmission maser.

Un cryostat de grande capacité est actuellement en cours de réalisation pour permettre l'installation à Pleumeur-Bodou de l'ensemble maser et aimant supraconducteur.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *BSTJ*, vol. 43, janvier 1964, partie 2.
BSTJ, vol. 43, mai 1964, partie 2.

[2] SIEGMAN A.E. — Microwave solid-state masers.

[3] SINGER — Masers.

[4] THOUREL L. — Emploi des ferrites en hyperfréquences.

[5] LAX-BUTTON — Microwave ferrites and ferrimagnetics.

[6] CHANG-SIEGMAN — Characteristics of ruby for maser application.

[7] TABOR and SIBILIA — Masers for the telstar satellite communications experiment.

[8] WALLING and SMITH — TWM amplifier in the Goonhilly radio station.

[9] BELL LABS — Solid state maser research, Rapports.

AVANTAGES DE L'EMPLOI DE BOBINAGES SUPRACONDUCTEURS DANS UN MASER

PAR

J. GRANGEON

Cie Fse Thomson-Houston
Service Technique d'Études Avancées, Bagneux

1. Introduction

Le fonctionnement d'un amplificateur du type maser nécessite la présence d'un champ magnétique continu, répondant à certaines conditions de stabilité en grandeur et en direction, d'homogénéité et de réglage.

Nous examinerons les avantages et inconvénients des différentes méthodes permettant d'obtenir ce champ magnétique, examen qui montrera la supériorité évidente des bobinages supraconducteurs.

Nous verrons, enfin, un exemple de maser à cavité, utilisant successivement ces types de générateur de champ magnétique.

2. Conditions imposées au champ magnétique

Dans un maser, le champ magnétique sert à séparer, par effet Zeemann, les niveaux d'énergie des ions paramagnétiques. Pour un matériau donné et une fréquence à amplifier donnée, il existe un (ou quelquefois plusieurs) couple de valeurs du champ magnétique et de son orientation qui permet de « pomper » avec efficacité à une certaine fréquence et d'obtenir un produit gain × bande raisonnable. Les valeurs courantes se situent entre 1 000 et 4 000 gauss.

Par exemple, pour du rubis et une fréquence signal de 3 000 MHz, on trouve que un champ B_0, $= 2\,850$ gauss et une orientation par rapport à l'axe optique $\theta = 90°$ permettent de « pomper » à 13 800 MHz et d'obtenir des produits gain × bande de l'ordre de 20 à 30 MHz.

Mais il faut que ce champ soit stable et homogène, c'est-à-dire que ses variations dans le temps et l'espace soient inférieures au dixième de la largeur de raie de résonance paramagnétique. Pour une raie de 30 gauss de largeur à mi-hauteur, il faut donc une stabilité et une homogénéité sur le volume de matériau, meilleure que $\pm$ 3 gauss, c'est-à-dire $\pm\ 10^{-3}$ pour un champ de 3 000 gauss.

Il est souhaitable qu'il soit finement réglable, mais il faut alors que le réglage soit, lui aussi, très stable de façon à avoir la stabilité totale désirée.

Il faut ensuite qu'il garde son orientation par rapport au cristal paramagnétique à mieux que le degré d'angle.

Il faut enfin que le poids, le volume et la consommation de l'ensemble générateur de champ soient compatibles avec l'emploi opérationnel du maser, au foyer d'une antenne par exemple.

3. Choix possibles — Avantages et inconvénients

3.1. Électro-aimant

La première manière d'obtenir un tel champ est d'employer un électro-aimant. Les valeurs des champs produits peuvent atteindre 10 000 gauss. Des pièces polaires de forme et de dimensions convenables peuvent fournir l'homogénéité désirée. Une alimentation régulée en courant et même asservie sur le champ donnera le réglage et une stabilité qui pourra atteindre 10^{-5}.

Par contre, son poids dépassera facilement la tonne et son volume, le m^3, alimentation comprise. Celle-ci consommera facilement 1 kW sur le réseau d'alimentation si on adopte un électro-aimant du commerce. Avec un électro-aimant spécialement étudié pour le maser, ce poids pourra être réduit à quelques centaines de kg et le volume, à quelques dizaines de dm^3 ; mais l'alimentation restera sensiblement identique.

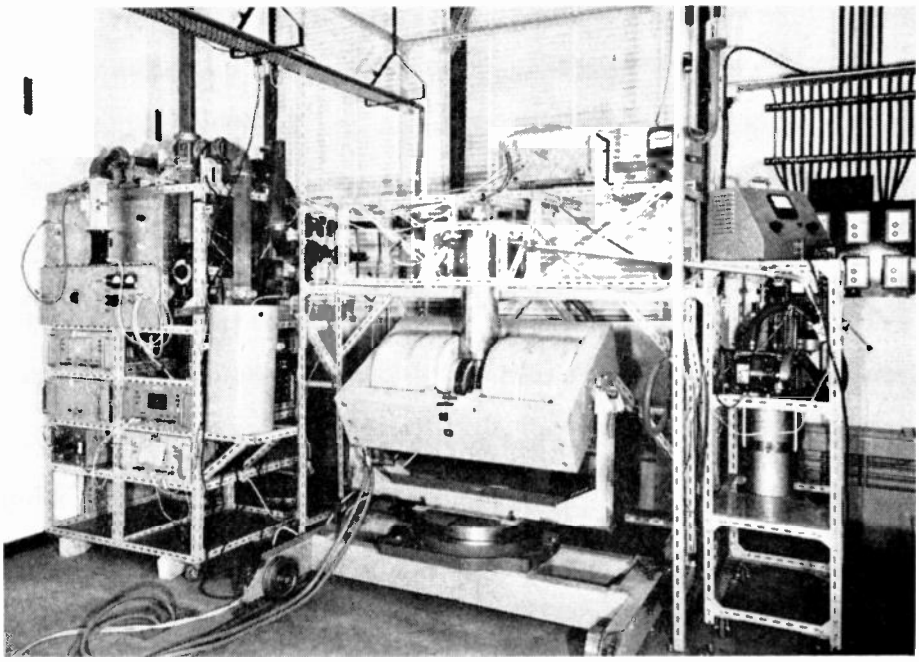


FIG. 1. — Montage de mise au point avec électro-aimant.

Enfin, la tolérance sur l'orientation sera difficile à respecter. En effet, le cristal paramagnétique est placé dans une structure hyperfréquence immergée dans un gaz liquéfié contenu dans un cryostat. L'électro-aimant, extérieur au récipient, imposera d'abord à celui-ci une forme compliquée par la présence d'un queusot qui s'insère entre les pièces polaires. Et le champ ne pourra garder son orientation par rapport au cristal, qu'autant que les supports de la structure ne subiront pas de torsions dues aux contraintes thermiques. C'est un problème indépendant du champ magnétique proprement dit mais dont il faut tenir compte dans notre choix.

3.2. AIMANT PERMANENT

Une deuxième solution est l'emploi d'un aimant permanent. La valeur du champ nécessaire pourra être obtenue au moyen d'un volume relativement modeste de matériau à grande induction rémanente. Mais on ne peut pas espérer obtenir un champ supérieur à environ 5 000 gauss.

L'homogénéité sera atteinte par la dimension et la forme des pièces polaires. Le réglage sera possible soit dans une faible gamme mais de manière stable par un shunt mécanique, soit dans une gamme plus étendue par des bobines additionnelles ; la stabilité dépendra alors de celle de l'alimentation nécessaire qui sera quand même plus modeste que pour un électro-aimant.

La stabilité à court terme (heure) dépendra de l'inertie thermique de l'aimant, puisque les variations reversibles du champ peuvent atteindre 10^{-2}/°C — Pour avoir la stabilité à moyen terme (jour) il faudra thermostater. La stabilité à long terme (mois) dépendra du vieillissement donc du traitement métallurgique de l'aimant.

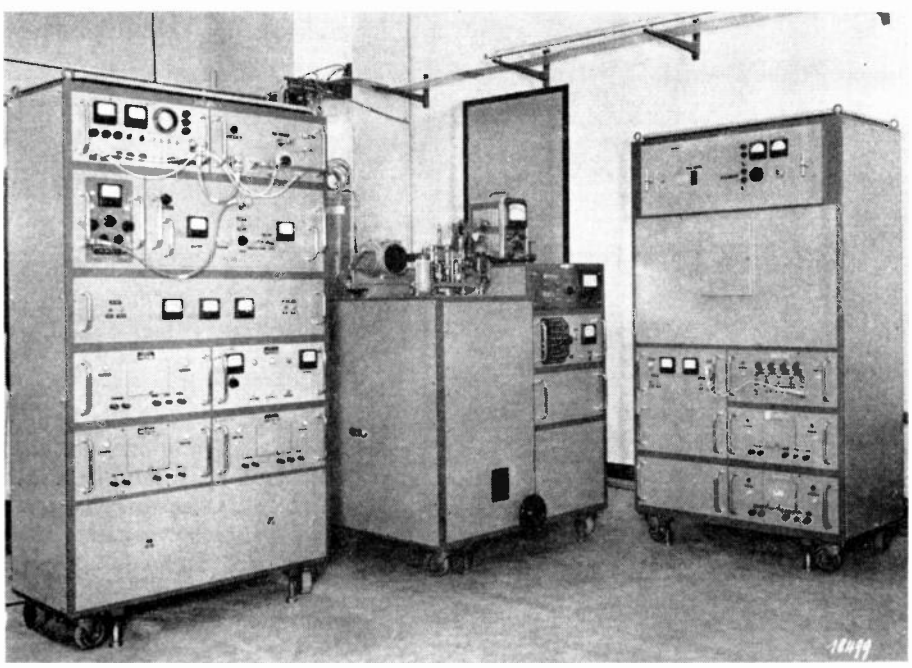


FIG. 2. — Prototype à aimant permanent. Vue générale. De gauche à droite : baie d'alimentation, baie maser, baie générateur à faible bruit.

Quant à l'orientation, il existe deux possibilités de montage :

— ou un aimant extérieur au cryostat et on retrouve les mêmes problèmes que pour l'électro-aimant.

— ou un aimant intérieur qui sera alors solidaire de la structure hyperfréquence et la condition d'orientation sera respectée. Cette version aura aussi l'avantage de permettre de réduire l'entrefer donc le volume total de l'aimant et de simplifier la forme du cryostat. Mais il faut un matériau magnétique dont on connaisse les propriétés à très basse température. Dans la version extérieure, le poids et le volume seront du même ordre de grandeur que pour l'électro-aimant. Le seul gain se fera sur l'alimentation qui peut disparaître. Dans la version intérieure, on peut espérer gagner un facteur 2 à 3 sur le poids et le volume.

3.3. Bobinages supraconducteurs

Comme le maser utilise déjà l'hélium liquide, on peut raisonnablement envisager l'emploi de bobinages supraconducteurs. Les valeurs des champs produits sont couramment de plusieurs dizaines de milliers de gauss (ils peuvent théoriquement atteindre 200 000 gauss) et ne dépendent que du matériau supraconducteur. L'homogénéité sera donnée par la forme des bobinages et le soin apporté à leur réalisation.

Si ces bobines sont utilisées avec branchement extérieur permanent, la stabilité sera celle de l'alimentation qui devra être régulée en courant et pourra atteindre 10^{-5}. Le réglage fin sera possible à tout moment.

Si elles sont utilisées refermées sur elles-mêmes, l'alimentation pourra être beaucoup plus modeste car elle n'aura pas a être régulée. De plus, la puissance nécessaire sera faible car dissipée uniquement dans les câbles de liaison et ce, seulement pendant le temps de lancement du courant. La stabilité sera théoriquement infinie. Disons qu'elle sera meilleure que 10^{-7}.

Par contre, le montage sera légèrement compliqué par la présence d'un « interrupteur » qui permettra de refermer les bobines sur elles-mêmes, une fois le courant établi. Et le réglage ne sera possible que lorsque cet interrupteur sera remis en position « ouvert ».

Ici, c'est le gain de poids et de volume qui est le plus sensible : quelques kg et de l'ordre du dm^3 pour le bobinage, une dizaine de kg et environ 100 W pour l'alimentation.

Enfin, le bobinage fixé directement sur la structure hyperfréquence élimine tout problème d'orientation et la forme du cryostat est simplifiée.

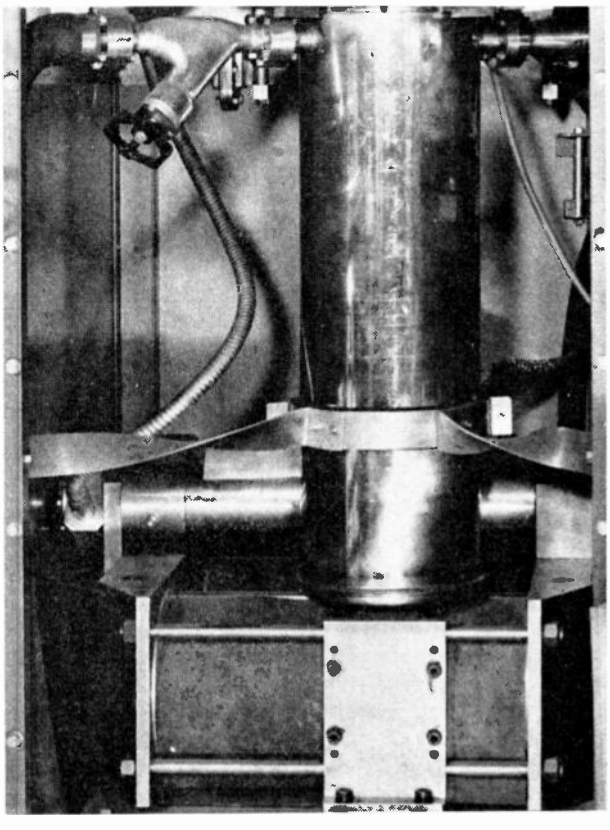


Fig. 3. — Intérieur de la baie maser : aimant permanent et cryostat.

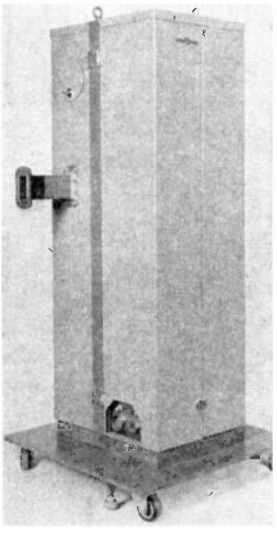


Fig. 4. — Prototype à bobinage supraconducteur, baie maser.

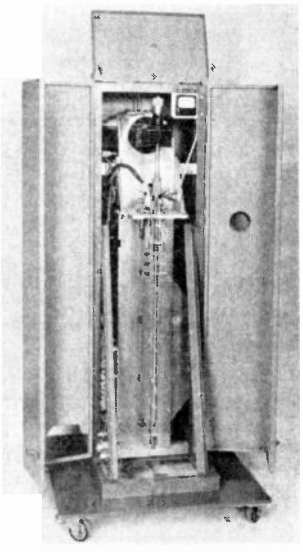


Fig. 5. — Prototype à bobinage supraconducteur. Intérieur de la baie maser sans cryostat et sans bobine.

3.4. Résumé des avantages et inconvénients

Le tableau ci-après, résume les avantages et inconvénients de chaque solution. Il est à noter cependant, que dans le cas d'un maser à onde progressive à fréquence relativement basse, (bande S ou C), le problème de l'homogénéité est un peu différent et peut être mieux résolu avec des aimants permanents. Mais le bobinage supraconducteur peut retrouver ses avantages pour un maser millimétrique dont la structure hyperfréquence sera petite et le champ nécessaire élevé.

Résumé avec valeurs approximatives

Solutions	Champ max (gauss)	stabilité	Précision d'orientation.	Facilités de réglage	Aimant		Alimentation		
					Poids (kg)	Volume (dm³)	Poids (kg)	Volume (dm³)	Cons. (kW)
Electro-aimant classique	15 000	* 10^{-5}	mauvaise	bonne	1 000	1 000	400	500	3
Electro-aimant spécial	3 000	* 10^{-5}	mauvaise	bonne	250	150	100	200	0,5
Aimant permanent avec bobines additionnelles.	7 000	** 10^{-2} à 10^{-3}	mauvaise	bonne	200	150	50	100	0,3
Aimant perm. extérieur avec shunt mécanique.	4 000	** 10^{-2} à 10^{-3}	mauvaise	mauvaise	250	150			
Aimant perm. intérieur avec shunt mécanique.[1]	5 000	*** 10^{-3}	bonne	mauvaise	75	75			
Bobinages supraconducteurs avec alimentation perm.	50 000	* 10^{-5}	bonne	bonne	5	2	400	500	3
Bobinages supraconducteurs refermés.	50 000	10^{-7}	bonne	assez bonne	5	2	10	10	0,2

* dépend de la stabilité de l'alimentation. ** dépend du coefficient thermique et de la thermostation.
*** l'aimant est à température constante.

4. Exemple d'application

Nous avons réalisé, dans les laboratoires de recherches de la Compagnie Française Thomson-Houston, un maser à cavité, fonctionnant en bande S et utilisant du rubis. Ce maser a fonctionné successivement avec un électro-aimant de laboratoire pour la mise au point, un aimant permanent extérieur avec shunt mécanique dans sa première version, une bobine supraconductrice refermée sur elle-même dans sa version actuelle.

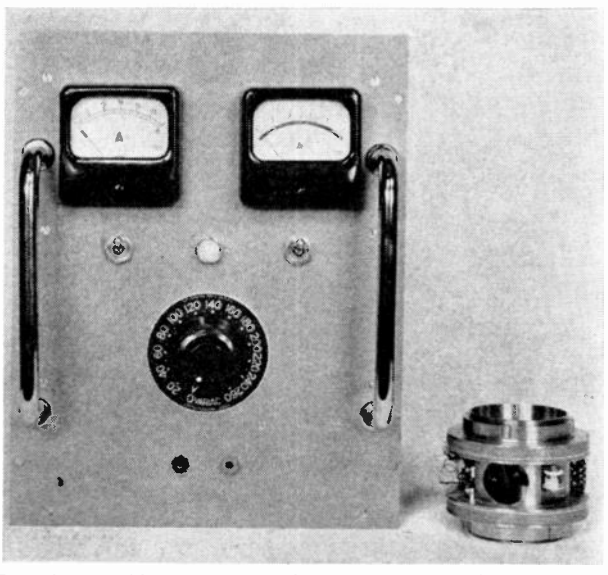


FIG. 6. — Bobinage supraconducteur et son alimentation.

Le poids de la baie maser a passé de 500 kg à 80 kg environ et son volume de 1 m³ à 0,3 m³.

Le bobinage supraconducteur qui peut se monter sur la cavité, verticalement (champ axial) ou horizontalement (champ radial), est constitué de deux bobines en position d'Helmholtz. Chaque bobine de 8,7 cm de diamètre comporte 500 spires en fil de NbZr de 35/100 de diamètre. Le champ de 2 850 gauss est obtenu avec un courant de 20 ampères. L'homogénéité est de l'ordre de $5\text{-}10^{-4}$ dans le volume du rubis (1 cm³). Les bobines sont refermées par un interrupteur constitué par une certaine longueur de fil supraconducteur, enfermé dans un boîtier et qu'on peut chauffer au-dessus de sa température critique. Le champ est réglé par l'effet maser, interrupteur chauffé. Lorsque la valeur correcte est atteinte, ou arrête le chauffage et le courant circule de façon permanente dans les bobines et l'interrupteur. On peut alors, arrêter et même déconnecter l'alimentation. Celle-ci, contenue dans un châssis de 20 × 30 × 30 cm est intégrée dans la baie de commande à distance. Elle comprend l'alimentation proprement dite fournissant 30 ampères sous 6 Volts, non régulée et le dispositif permettant de faire fonctionner l'interrupteur.

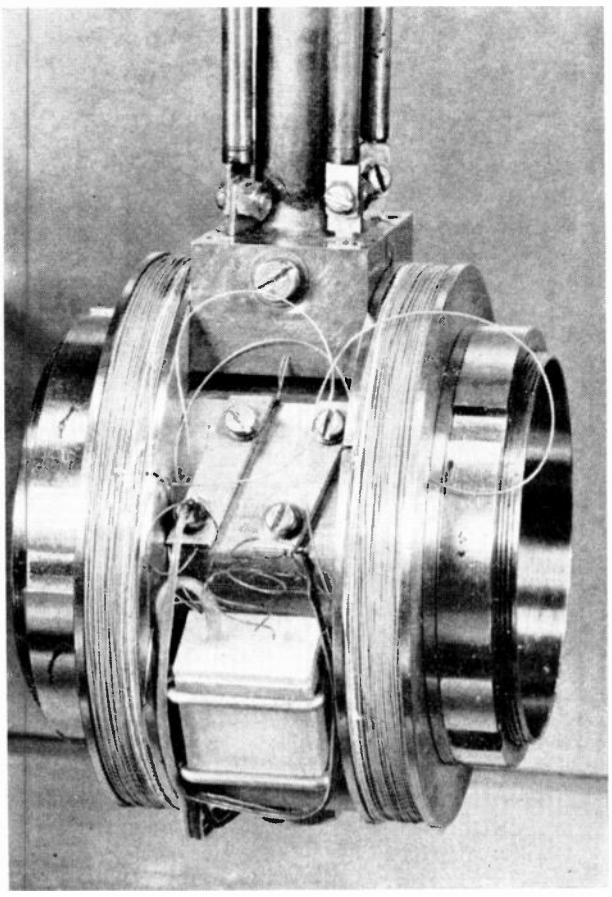


FIG. 7. — Vue rapprochée du bobinage monté sur la cavité maser.

FIG. 8. — Prototype à bobinage supraconducteur. Intérieur de la baie maser équipée du cryostat.

5. Conclusion

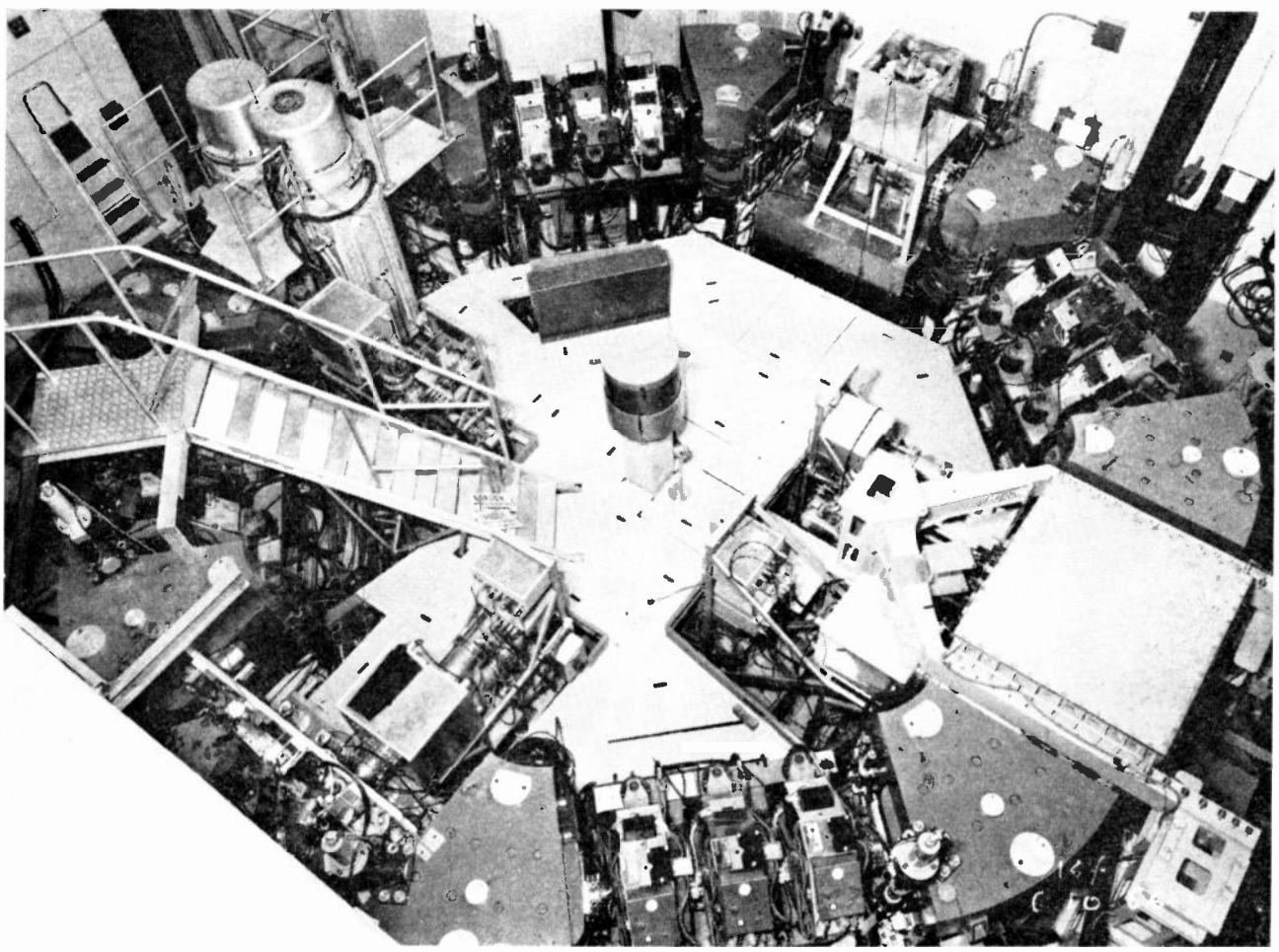
Pour un maser qui utilise déjà de l'hélium liquide, les bobinages supraconducteurs ne présentent que des avantages : meilleure stabilité spatiale et temporelle du champ, réduction importante de poids et de volume, alimentation très simplifiée.

Pour des dispositifs quelconques, nécessitant un champ magnétique de forte valeur, les bobinages supraconducteurs peuvent être préférables aussi. L'inconvénient de l'hélium liquide peut fort bien être compensé par le gain réalisé, surtout quand on songe aux kilowatts nécessaires pour produire quelques dizaines de milliers de gauss par un moyen classique.

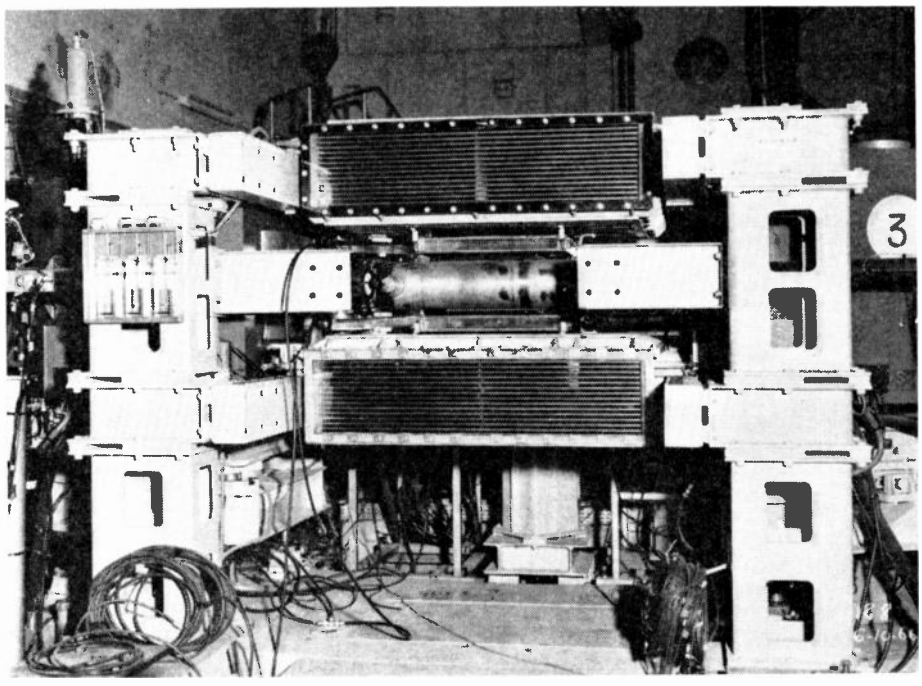
Correspondance

COMPTE RENDU DU SYMPOSIUM SUR LES ANNEAUX DE COLLISION

Un symposium international sur les anneaux de collisions à électrons et positrons s'est tenu à Saclay du 26 au 30 septembre 1966, sous la haute présidence de M. Alain PEYREFITTE, Ministre délégué chargé de la Recherche scientifique et des Questions atomiques et spatiales. Ce symposium a été organisé



Vue générale des Anneaux de Collisions d'Orsay.



Dispositif de détection.

conjointement par le Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire d'Orsay et l'Institut National des Sciences et Techniques Nucléaires de Saclay. Les spécialistes de nombreux pays (Etats-Unis, France, Italie, U.R.S.S., CERN...) s'y sont rencontrés pour confronter leurs idées et faire le point de leurs travaux. C'est la première fois qu'une rencontre internationale groupant des physiciens utilisateurs à côté de spécialistes d'accélérateurs est entièrement consacrée à ce sujet. Ceci montre toute l'importance que prennent les anneaux de collisions dans la physique des particules fondamentales. Le fait que ce symposium ait eu lieu en France est lié à la mise en fonctionnement récent (octobre 1965) de l'anneau de collisions d'Orsay ACO.

Le 22 novembre 1966, M. A. BLANC-LAPIERRE, Directeur du Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, a, au cours d'une conférence de Presse, résumé les conclusions essentielles des travaux du symposium. A cette occasion, M. P. MARIN, Maître de Recherches du Centre National de la Recherche Scientifique, a présenté l'anneau de collisions d'Orsay, et indiqué ses principales caractéristiques actuelles. Comme on le sait, cet anneau a été réalisé par un groupe au sein duquel des ingénieurs du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay collaborent avec des ingénieurs, des physiciens et des techniciens du Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire.

Les échanges et discussions auxquels le symposium a donné lieu ont montré de façon très nette que les anneaux de stockage et de collisions sont, maintenant, entrés dans la phase opérationnelle : depuis que le petit anneau de collisions Ada construit à Frascati (Rome) a permis, dans le cadre d'une coopération franco-italienne, de mettre en évidence, à Orsay en 1964, les premières interactions particule-particule entre deux faisceaux, plusieurs centaines d'événements de diffusion élastique à grand angle ont été observés à Stanford et, tout récemment, à Novossibirsk une douzaine d'événements dont des annihilations $e^+ + e^- \rightarrow \pi^+ + \pi^-$ ont été mis en évidence. L'anneau d'Orsay apporte déjà, et pour la première fois au monde, l'expérience d'un anneau à focalisation forte. On sait que ce type de focalisation lui confère un certain nombre de caractéristiques intéressantes pour son exploitation en physique.

Si l'on synthétise l'ensemble des résultats apportés par les divers anneaux en fonctionnement ou en cours d'essais dans le monde, on peut dire que tous les problèmes relatifs au comportement d'une particule isolée sont maintenant résolus. Par contre, de nombreux phénomènes nouveaux, de nature collective, se sont présentés : à l'heure actuelle, on sait les maîtriser, même si certaines ambiguïtés subsistent sur leur nature. Naturellement, les plus grands efforts sont faits, dans les projets en cours d'étude, pour accroître la « luminosité ».

En ce qui concerne ACO, les lecteurs de *L'Onde Electrique* connaissent déjà de nombreuses caractéristiques (Cf. pages 726 à 739 dans le numéro de juin 1966). Il convient cependant de les compléter par les résultats suivants obtenus depuis que l'article auquel il est fait référence a été écrit.

Lorsqu'on remplit ACO uniquement avec des électrons, il est possible de stocker un courant circulant pouvant atteindre 600 mA. L'injection se fait par bouffées de 20 à 30 mA à la cadence de 2 à 3 bouffées par seconde. Des essais de remplissage en positrons, puis en électrons et positrons, ont été effectués. On peut actuellement faire cohabiter des faisceaux d'électrons et de positrons dont les intensités respectives sont de l'ordre du milliampère pour une section de 1 mm² environ. Dans ces conditions, la durée de vie des faisceaux stockés est voisine d'une demi-heure. Ceci correspond à une luminosité relativement faible. Les travaux actuels ont pour but de

l'accroître au cours des prochains mois afin de passer rapidement à la phase d'exploitation véritable. Ces travaux visent : l'amélioration du vide — la séparation des faisceaux, de façon que ces derniers ne s'interpénètrent qu'une fois par tour (dans la section expérimentale) et non quatre fois comme cela a lieu actuellement — l'accroissement de la section des faisceaux de façon à augmenter leur intensité à densité constante — et enfin, l'installation d'une source de positrons plus intense que celle existant actuellement.

Les dispositifs de détection (chambres à étincelles et détecteurs de gerbes) pour les premières expériences de physique sont prêts.

JOURNÉES D'ÉTUDE SUR L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE AU CEN SACLAY

Décembre 1966

Au cours de l'allocution que M. DOIREAU a prononcée à l'occasion de l'ouverture des Journées d'Étude sur le matériel industriel d'électronique nucléaire organisées à Saclay par le Service d'Électronique Industrielle conjointement avec une exposition de matériel, il a tenu à mentionner quelques faits marquants de l'année 1966 en matière d'instrumentation nucléaire, applications militaires exclues :

— Tout d'abord une certaine stabilisation des besoins en matériel non spécial qui correspond d'ailleurs à la stabilisation des effectifs et du budget du CEA. Cette tendance doit s'accentuer en 1967.

— Sur le plan technique : dans le domaine des détecteurs, passage progressif vers l'industrie de la fabrication des détecteurs semiconducteurs jusqu'ici entreprise de façon artisanale et leur utilisation en spectrométrie avec des résolutions électroniques garanties de quelques keV. Les études menées en 1966 permettront la fourniture en 1967 de chaînes complètes de spectrométrie comprenant le cryostat et le détecteur, l'amplificateur et l'ensemble de traitement et de présentation de l'information.

— Les éléments fonctionnels normalisés Renatran, dérivés des règles mécaniques internationales ESONE, ont été livrés en quantités significatives et l'ensemble du matériel en service à la fin de cette année correspond à un chiffre d'affaires global de l'ordre de 30 millions de francs. La gamme des éléments fonctionnels du catalogue comprend une quarantaine de modèles de tiroirs pour l'électronique nucléaire et une trentaine de tiroirs pour l'ensemble des générateurs d'impulsions.

— De même une vingtaine de types différents de tiroirs d'électronique rapide est en fabrication courante dans le standard retenu pour ce type de matériel, il y a déjà plusieurs années.

Cet ensemble d'éléments fonctionnels permet de satisfaire la plupart des besoins courants en électronique nucléaire et d'attendre les nouvelles générations de matériels qui tiendront compte, dans quelques années, de l'évolution inéluctable de la technique.

A ce sujet, un groupe de travail européen (EURATOM - CERN - GRANDE-BRETAGNE) doit discuter en 1967 d'un futur standard européen en vue d'aboutir à la définition, d'ici 1970, d'un standard commun au maximum d'utilisateurs possibles.

— En ce qui concerne l'électronique des réacteurs et l'électronique pour radioprotection, des décisions importantes ont été prises en 1966 pour définir la politique du CEA pour les quelques années qui viennent : choix d'une électronique dite modulaire pour l'électronique des réacteurs et choix d'une électronique en plaquette pour la radioprotection. L'industrialisation de ces électroniques est en cours et l'EDF a décidé également de retenir, en principe, les mêmes matériels pour ses propres besoins.

Cette année aura également été importante dans deux autres domaines :

— Le développement des circuits intégrés et, de façon plus générale, de la microélectronique. Le CEA a participé à l'action concertée inter-administrations et suit avec attention son développement. Des options ont été prises dans le choix des logiques à utiliser pour les propres besoins du CEA, mais aucune réelle standardisation n'a été décidée, ce sera peut-être pour 1967. En 1966, 80 % des circuits intégrés étaient de provenance américaine, le relais étant pris petit-à-petit par l'industrie française.

— Les applications des calculatrices en physique nucléaire se sont particulièrement développées et deux journées ont d'ailleurs été consacrées à ces problèmes en octobre dernier. Des études importantes sont en cours dans ce domaine pour définir notamment les unités d'interface et les unités de visualisation.

Dans un domaine plus classique, il faut noter les bons résultats obtenus dans le développement d'un ensemble d'oscilloscopes de bonne qualité.

Sur le plan industriel, plusieurs accords de coopération ont été conclus ou confirmés entre diverses Sociétés, ce qui correspond à une certaine concentration de moyens d'études et de fabrication et à la recherche d'une spécialisation qui devient de plus en plus indispensable dans des techniques de pointe en évolution constante.

WRH

L'exposition de matériel électronique a eu pour objet principal de présenter quelques réalisations marquantes de l'année écoulée ainsi que les nouveaux appareils industrialisés et inscrits au catalogue du matériel électronique d'emploi courant au CEA.

L'exposition a permis de mettre l'accent sur les points suivants :

— Fabrication industrielle de toute une gamme de détecteurs semiconducteurs et des électroniques et appareillages associés.

— Importance prise par les techniques de traitement d'informations mettant en œuvre, sur grande échelle, les circuits intégrés.

— Electronique spécialement développée pour des expériences scientifiques destinées à être montées sur des sondes spatiales (ballons, fusées, satellites).

— Fabrication industrielle d'éléments fonctionnels et de chaînes de mesure à haute fiabilité (modules) pour le contrôle-commande des réacteurs nucléaires et usines de traitement de combustibles irradiés.

— Développement intensif des différents standards pour l'électronique à éléments fonctionnels (série Rénatran et série électronique rapide).

— Présentation d'une nouvelle série d'appareils de radioprotection, en particulier dans la gamme des dosimètres portatifs et des détecteurs individuels.

— Gamme complète d'oscilloscopes de fabrication française allant jusqu'à 2 500 MHz et de générateurs d'impulsions réalisés en tiroirs fonctionnels.

TROIS NOUVEAUX ORGANISMES DE RECHERCHE SONT CRÉÉS EN FRANCE

A la suite du grand débat sur la recherche scientifique qui s'est déroulé à l'Assemblée Nationale, le 30 novembre dernier, les députés ont voté le projet de loi portant création de trois nouveaux organismes de recherche :

LE CNEXO
Centre National d'Exploitation des Océans

Cet organisme qui sera placé sous l'autorité du Premier Ministre, sera administré par un Conseil d'Administration présidé par le Ministre de la Recherche qui a la tutelle de cet Etablissement. Les membres du Conseil comprendront six représentants des Ministres intéressés (Finances, Armées, Education Nationale, Industrie, Equipement), quatre personnalités choisies ès-qualités, et deux membres de droit : le Directeur du CNEXO et le Président du Comité Scientifique et Technique.

Parmi les diverses orientations déjà retenues, le CNEXO s'occupera de l'exploitation des ressources alimentaires (aquiculture, rationalisation de la pêche, recherches pétrolières offshore, recherches sur le plancton, recherches sur les échanges d'énergie, etc.).

L'Etablissement se situera à Paris pour la direction et l'exploitation des travaux, et à Brest pour la recherche proprement dite.

L'ANVAR
Agence Nationale pour la Valorisation de la Recherche

« Prospecter, mettre en forme, protéger et exploiter les inventions, en accélérant les opérations », telle sera la tâche de l'ANVAR. Au début, l'ANVAR « prospectera » surtout le CNRS (qui lui prêtera une partie de ses locaux) et les laboratoires d'Universités. Le service des brevets du CNRS sera d'ailleurs absorbé par l'ANVAR. Intermédiaire entre la recherche et l'industrie, d'où son nom d'Agence, l'ANVAR aura une action comparable à celle d'un cabinet de brevets, mais plus étendue et plus systématique. Elle ne sera ni un arsenal chargé de mettre au point des inventions dans ses locaux, ni un organisme de recherche. Son personnel sera peu nombreux (50 à 80 personnes) et sera recruté pour moitié dans le secteur privé. Il sera provisoirement sous la tutelle du Ministre de l'Education Nationale. Mais, appelé à prospecter les organismes de recherche dépendant de tous les ministères, en liaison avec BREVATOME, il sera géré dans une optique interministérielle.

L'IRIA
Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique

Ce sera un établissement public de caractère intermédiaire entre le caractère administratif et le caractère industriel et commercial. Présidé par le Délégué à l'Informatique, M. GALLEY, sa mission sera triple dans le domaine du Plan Calcul :

1 — entreprendre ou faire entreprendre des recherches fondamentales ou appliquées.

2 — développer la formation, l'information et le perfectionnement des personnels de toute nature et de toutes origines.

3 — rassembler toute la documentation, française et étrangère, sur la matière.

Le Conseil d'Administration de l'IRIA comprendra six membres de droit (délégués à l'Informatique, à la Recherche, à l'Armement, directeurs du Centre National d'Etude des Télécommunications, du Budget, des Enseignements supérieurs) et six personnalités choisies ès-qualité et nommées pour trois ans par le Ministre de la Recherche).

LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉINFORMATION T.R.T.

Les équipements qui ont été présentés cette année au SICOB font partie de la gamme de matériels de TÉLÉINFORMATION développés par T.R.T., afin de répondre, dans le cadre de réseaux complets de transmission et de traitement de l'information, aux différentes applications suivantes :

— centralisation, diffusion et visualisation des données ;
— gestion centralisée ;
— postes d'interrogation à distance ;
— interconnexions de calculateurs.

Ces matériels se décomposent en deux grandes catégories :

- Des MODULATEURS-DÉMODULATEURS (modems), équipements de conversion des signaux, agréés par l'Administration des P.T.T. pour emploi sur le réseau téléphonique à commutation automatique. Ils peuvent être associés à des équipements logiques intermédiaires et connectés à tous les types de calculateurs.
- Des SYSTÈMES TERMINAUX, comprenant un modem et un équipement de logique câblée, assurant la détection et la correction des erreurs éventuelles dues à la transmission.

Ces matériels à haute performance offrent de très grandes garanties de sécurité de fonctionnement, dans un domaine où les applications se développent à un rythme rapide : applications militaires et spatiales; calcul scientifique à distance et interconnexion de calculateurs, systèmes de réservation de places et gestion centralisée. Cette dernière catégorie est particulièrement importante, comme le prouvent les réseaux actuellement en cours d'implantation dans plusieurs grandes banques, sociétés industrielles ou de distribution, ainsi que dans les grands organismes d'Etat.

A tous ces matériels, sont associés des dispositifs automatiques de contrôle des liaisons, d'exploitation téléphonique et d'établissement des communications, qui leur assurent de grandes qualités opérationnelles. Ils sont connectables à tous les types de machines périphériques de calculateurs.

Le modem SEMATRANS est un modem normalisé à 600/1 200 bauds : dans sa version complète, il comporte les dispositifs de signalisation et de commutation permettant d'assurer une exploitation automatique à l'alternat, un dispositif de réponse automatique, et un modem de voie retour à 50/75 bauds.

Les modems MD 2400 et MD 4800, auxquels sont également associés les dispositifs indiqués ci-dessus, permettent l'acheminement de quantités élevées d'information sur les lignes téléphoniques normales, c'est-à-dire dans la largeur de bande 300/3 400 Hz.

Le système terminal S-612 est constitué des principaux éléments suivants :

— le modem SEMATRANS, avec voie retour,
— l'équipement *de traitement* ST-612 regroupant les dispositifs de mémoire, de mise en forme, de détection et de correction des erreurs,
— un *équipement d'adaptation* permettant la connexion du système à tous les types de machines d'entrée/sortie : machines à bande perforée, à cartes et à bande magnétique, machines imprimantes, display cathodique, calculateurs, etc.
— un *coffret de télécommande* sur lequel sont rassemblées toutes les commandes nécessaires à l'exploitation: commutation téléphone/données, commutation 600/1 200 bauds, réponse automatique, priorité téléphonique.

Le SEMATEST est un équipement de mesure et d'essais permettant de tester et de contrôler tout modem

fonctionnant à des rapidités comprises entre 50 et 9 600 bits par seconde.

Tous ces matériels ont une conception technicologique modulaire qui permet de réaliser, par simple adjonction ou retrait de sous-ensembles enfichables, des liaisons de type varié, ainsi que des extensions importantes de réseaux déjà installés.

Ils ont fait l'objet de nombreuses commandes, tant civiles que militaires. En particulier, la première liaison réalisée en France sur le réseau téléphonique commuté, entre deux systèmes S-612, a été mise en exploitation le 1er octobre 1965, et la première liaison sur ligne téléphonique à 4 800 bits par seconde, reliant deux calculateurs, a été mise en service au début de l'année 1966, équipée de deux modems MD 4 800.

L'ORDINATEUR CAE 10 070 A USAGES MULTIPLES

Extraits d'une conférence
prononcée par M. Dumailly le 13 octobre 1966

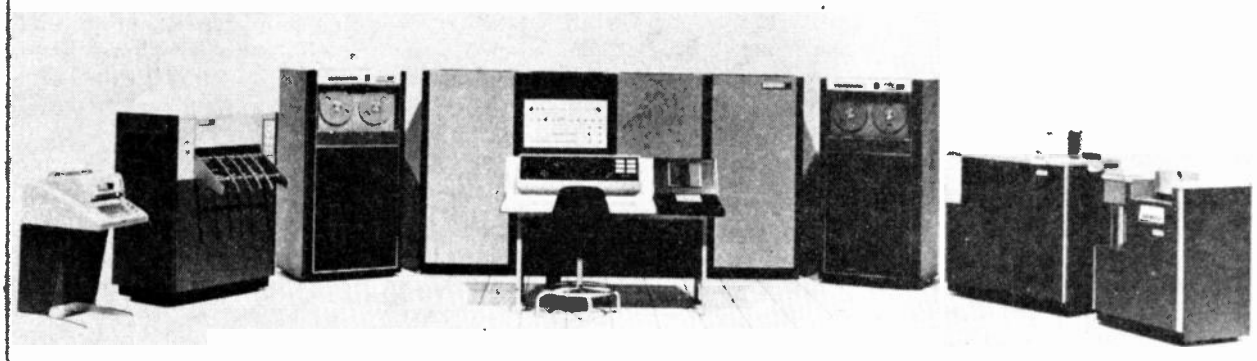
La CAE est en mesure d'annoncer maintenant la sortie d'un ordinateur qui va permettre de traiter encore mieux les problèmes en temps réel, et de résoudre les problèmes de partage de temps. En outre, cette nouvelle machine va imposer le principe de l'ordinateur multi-usages.

En effet, le nouvel ordinateur CAE 10 070 peut « partager son temps » entre les problèmes scientifiques, les problèmes de gestion, les problèmes en temps réel. Il s'agit d'un ensemble très puissant qui rassemble les techniques les plus évoluées, et apporte un grand nombre de solutions originales.

Ainsi, la mémoire principale de l'ordinateur CAE 10 070 est un véritable réservoir d'informations sur lequel sont connectées jusqu'à six unités de traitement qui possèdent chacune leur accès indépendant : cette mémoire de grande capacité peut atteindre 524 000 octets. Afin d'utiliser au mieux cet élément de base, des données de diverses longueurs peuvent être stockées. Les divers formats utilisés : octet, demi-mot, mot et double-mot, permettent de recouvrir les applications de gestion, le domaine industriel, le domaine scientifique.

L'une des unités de traitement est spécialisée dans la direction des programmes et l'exécution des calculs arithmétiques et logiques. Cette unité, dite « Centrale », extrêmement rapide, caractérisée par un cycle de base effectif de sept cents microsecondes, se décharge sur des unités d'échange des travaux de communication entre la mémoire et l'environnement extérieur, afin de ne pas gaspiller sa puissance dans des opérations asservies au rythme d'équipements électro-mécaniques. Les unités de traitement disposent de mémoires privées ultra-rapides, d'où une information est extraite en soixante microsecondes. Comme les unités de traitement, ces mémoires sont constituées de circuits monolithiques intégrés. Chacun de ceux-ci se compose d'un seul élément physique regroupant l'ensemble des composants nécessaires à représenter une fonction élémentaire de calcul. En plus de la compacité obtenue et de l'économie attendue, la diminution des connexions qui en résulte augmente considérablement la fiabilité de l'ordinateur. Les mémoires privées sont utilisées en divers endroits dans l'ordinateur CAE 10 070.

Dans l'unité centrale, elles permettent de disposer de groupes de registres généraux dans lesquels sont obtenus les résultats des opérations arithmétiques et logiques. Chaque groupe contient seize registres. Suivant les impératifs de l'exploitation, l'unité centrale dispose de un à trente deux groupes de registres généraux. C'est l'une des conceptions originales de l'ordinateur CAE 10 070 : à un moment donné l'un des groupes, nommé groupe actif, est désigné par l'unité centrale pour être *seul* en liaison avec elle. Chaque programme critique (c'est-à-dire qui doit être mis en œuvre d'urgence) possède son groupe de registres, et devient le groupe actif lorsque ce programme se substitue au programme en cours.



Cette technique, ayant pour objectif la réduction du délai de mise en œuvre d'un traitement déclenché par un événement extérieur au calculateur, supprime les opérations de sauvegarde et de restauration du contenu des registres, toujours très coûteuses en microsecondes. Nous retrouvons là le souci d'amélioration du temps de réponse à un problème.

Pour réaliser le partage du temps et des ressources entre plusieurs utilisateurs, un certain nombre de dispositifs d'avant-garde se trouve rassemblé dans cet ordinateur. Par exemple, vouloir partager les ressources de la mémoire principale conduit à découper celle-ci en « pages » et à attribuer dynamiquement ces pages entre les différents programmes. Cette gestion est faite sans délai, grâce à un dispositif de « topographie » qui tient à jour dans des mémoires privées l'organisation de la mémoire principale. La coexistence de plusieurs programmes provenant d'utilisateurs différents nécessite, pour des raisons de sécurité, un dispositif de « protection d'accès » qui garantit l'intégrité de chaque programme. La notion

de sécurité apparaît essentielle dans une machine partagée entre plusieurs utilisateurs. C'est ainsi que le mauvais fonctionnement éventuel d'un programme ne doit pas affecter les autres. Aussi l'ordinateur CAE 10 070 possède-t-il deux modes de fonctionnement : le mode « Maître » et le mode « Asservi ».

Seuls les programmes « Moniteurs », qui assurent la gestion interne de toutes les opérations de l'ordinateur, ont le droit d'opérer selon le mode « Maître ». L'ordinateur est donc protégé des erreurs qui peuvent être commises par ses utilisateurs ; encore faut-il qu'il soit protégé de ses propres erreurs. Pour cette raison, une horloge de garde surveille en permanence la durée d'exécution des instructions. Si un verrouillage bloque l'unité centrale au cours de l'une d'elles, un déroutement conduira vers une procédure de maintenance dès que le temps d'exécution prévu sera atteint.

La puissance d'un ordinateur peut être évaluée au nombre de fonctions câblées que peut exécuter l'unité centrale, car dès qu'une fonction n'est pas câblée elle doit être réalisée par programme à l'aide d'opérations élémentaires, ce qui augmente considérablement le temps de traitement. L'ordinateur CAE 10 070 reconnaît cent huit instructions majeures permettant d'exécuter plusieurs centaines de fonctions diverses. Parmi ces fonctions, certaines sont orientées vers le calcul scientifique :

— l'arithmétique virgule flottante, qui opère en simple et double précision,

d'autres permettent le traitement commercial :

— l'arithmétique décimale,

— les instructions travaillant sur des groupes de caractères ou réalisant automatiquement l'édition d'un groupe de caractères,

d'autres encore sont adaptées au traitement industriel :

— les fonctions exécutant la conversion d'une valeur de représentation absolument quelconque.

Certaines fonctions apportent une solution élégante aux problèmes de programmation :

— les instructions de manipulation des piles.

La technique des piles, très utilisée en programmation, permet d'augmenter l'efficacité des programmes traducteurs de langage. Il existe même une instruction prévue pour l'analyse du fonctionnement d'un programme en cours de mise au point.

Mais c'est dans l'amélioration des temps de réaction à un événement interne ou externe que l'ordinateur CAE 10 070 apporte le maximum de solutions originales. En six microsecondes, ce qui est sans égal, l'ordinateur CAE 10 070 préserve le programme en cours d'exécution et met en action le programme de traitement sollicité par un événement. Ce dernier peut être la fin du quantum de temps alloué à un utilisateur par le programme moniteur, qui va ainsi donner à un autre utilisateur l'accès à l'unité centrale. Il peut être aussi un signal d'alarme prévenant de l'arrivée d'un flot de données en provenance d'un phénomène extérieur sur lequel l'ordinateur est connecté. Ce flot de données devra être traité au fur et à mesure de son acquisition, ce qui nécessite la mise en œuvre immédiate du programme de traitement. Toutes ces sollicitations, internes et externes, aboutissent dans l'ordinateur à un système dit « de commande d'interruptions ». Le système de commande de l'ordinateur CAE 10 070 possède deux cent quarante niveaux d'entrée, chacun ayant sa priorité bien établie, vers lesquels convergent toutes les sollicitations.

La nature vraiment prioritaire de ce système de commande d'interruptions permet aux événements d'être pris en compte selon leur importance, et non dans l'ordre chronologique.

La détection de la source du signal se produit indépendamment de toute question de programmation. Un événement peut interrompre tout traitement d'événements moins prioritaires, procurant ainsi, en cas de nécessité, un temps de réponse immédiat.

Chaque niveau du système de commande des interruptions peut être commandé par programme. Ainsi, un événement peut être rejeté ou gardé en attente, tous ceux d'une même classe peuvent être inhibés. Avec l'ordinateur CAE 10 070, il est même possible de les déclancher par programme, ce qui permet la mise au point complète des programmes en temps réel avant le raccordement du système au processus de l'utilisateur.

L'ordinateur CAE 10 070 est très ouvert vers l'environnement extérieur, avec lequel il communique par l'intermédiaire d'une ou de plusieurs unités d'échange. Ces dernières possèdent, comme l'unité centrale, leur propre mémoire privée et sont capables de diriger n'importe quel transfert d'information.

Les unités d'échange sont de deux types :

La prise en compte en parallèle de toutes les informations émises et reçues à distance par l'utilisateur s'effectue à l'aide d'unités d'échanges « multiples ». Ce type d'unité est capable d'assurer simultanément les transferts d'informations entre la mémoire et trente deux unités de commande d'équipements périphériques. Son débit global est de deux cent cinquante mille octets par seconde. Ainsi, une seule unité d'échange multiple peut orchestrer la marche à pleine vitesse d'une unité de disques, de deux imprimantes, de deux lecteurs de cartes, d'un perforateur de cartes, d'une machine à écrire et de deux unités de bande magnétique.

La prise en compte des flots d'informations de très grands débits s'effectue par l'unité d'échange simple qui accepte sur l'une de ses trente deux voies un débit de trois millions trois cent mille octets par seconde, soit près de trente millions de bits.

Avec ses cinq unités d'échange, l'ordinateur CAE 10 070 peut communiquer avec l'environnement extérieur sur une base de plus de cent millions de chiffres binaires par seconde.

Toutes ces caractéristiques de la machine ne serviraient pas l'utilisateur si elles n'étaient pas assorties de « moyens de programmation » puissants. Afin de suivre, de façon harmonieuse, le développement de la configuration d'un ordinateur CAE 10 070, les moyens de programmation s'adaptent à quatre différents niveaux correspondant à des types d'exploitation se déroulant dans des environnements de complexité croissante. A chaque niveau, les langages symboliques tels que FORTRAN IV et PL/1, ainsi que les programmes de service, sont disponibles sous l'égide d'un moniteur de plus en plus évolué.

Au premier niveau, correspond une exploitation dite « en libre service » d'une petite configuration destinée alternativement à une application d'acquisition de données à très haut débit et au calcul scientifique. Les moyens de programmation peuvent être utilisés par des chercheurs sans l'aide d'opérateurs spécialisés.

Au second, correspond une exploitation, toujours en libre service, d'une configuration petite ou moyenne utilisée pour résoudre simultanément des problèmes en temps réel et des problèmes scientifiques. La direction centralisée qu'exerce le moniteur permet le traitement simultané d'un travail immédiat en temps réel et d'un travail différé qui peut être indépendant ou relatif au traitement immédiat, comme les réductions de données par exemple.

Au troisième niveau apparaît l'exploitation d'un Centre de Calcul dont l'objectif est d'enchaîner, sous la direction d'un programme moniteur, le maximum de travaux scientifiques, de travaux de gestion, de travaux périphériques. Ces travaux peuvent être écrits dans les langages les plus évolués existant à l'heure actuelle, tel PL/1. Un traitement immédiat en temps réel peut toujours prendre place dans l'activité de l'ordinateur.

Au quatrième niveau correspond l'exploitation des plus grosses configurations de l'ordinateur CAE 10 070 qui peut centraliser les activités de bureaux d'études situés à distance, tout en assurant d'importants travaux scientifiques ou de gestion par des traitements immédiats ou différés.

L'ordinateur CAE 10 070 répond à une large gamme de besoins qu'il permet de satisfaire simultanément et de façon élégante et économique :

— calcul scientifique de grande puissance,
— gestion administrative et commerciale,
— applications en temps réel,
— utilisation en temps partagé.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Valeurs journalières moyennes

Déc. 1966	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz	Droitwich* 200 kHz
1	—	— 300,4	— 300,2	— 299,7	— 0,2	— 0,5	0
2	—	— 300,1	— 300,2	— 299,9	— 0,2	— 0,5	0
3	—	— 300,4	— 300,2	— 300,6	— 0,2	— 0,4	0
4	—	— 299,8	— 299,6	— 301,0	— 0,2	— 0,5	0
8	—	— 299,5	— 300,2	— 300,5	— 0,3	— 0,4	0
6	—	— 300,4	— 299,9	— 300,5	— 0,2	—	—
7	— 299,4	— 300,4	— 300,5	—	0	—	—
8	—	— 300,4	— 299,4	— 299,9	— 0,2	—	—
9	—	— 299,9	— 300,1	— 300,1	— 0,1	—	—
10	— 300,1	— 299,8	— 300,2	— 300,2	— 0,3	— 0,5	—
11	— 300,1	— 301,0	— 300,4	— 300,2	— 0,1	— 0,6	—
12	— 300,8	— 299,3	— 300,2	— 300,1	— 0,4	— 0,7	—
13	— 300,4	— 299,2	— 299,7	— 299,9	— 0,2	— 0,5	— 1,0
14	— 299,5	— 298,7	— 299,9	— 299,5	— 0,2	— 0,5	— 1,0
15	— 299,5	— 299,8	— 299,7	— 299,5	— 0,1	— 0,5	— 0,7
16	— 300,9	— 300,9	— 300,4	— 300,5	— 0,2	— 0,5	— 1,4
17	— 300,6	— 300,3	— 299,9	— 300,7	— 0,1	— 0,5	— 1,4
18	— 301,3	— 300,3	— 299,9	— 301,3	— 0,2	— 0,5	— 1,9
19	— 300,6	—	— 300,2	— 301,2	— 0,2	— 0,5	— 2,0
20	— 300,3	—	— 300,5	— 300,6	— 0,5	— 0,5	— 1,4
21	— 300,6	—	— 299,4	— 300,2	— 0,2	— 0,5	— 1,0
22	— 300,3	—	—	— 300,4	—	— 0,6	— 0,4
23	— 299,2	— 299,8	— 299,7	— 299,5	— 0,2	— 0,6	+ 0,1
24	— 299,0	— 299,9	— 299,6	— 299,6	— 0,1	— 0,5	+ 0,3
25	— 298,5	— 300,1	— 299,7	— 299,3	— 0,2	— 0,7	+ 0,1
26	—	— 300,1	— 300,2	— 298,4	— 0,5	— 0,6	+ 0,8
26	—	— 300,1	— 300,2	— 298,4	— 0,5	— 0,6	+ 0,8
27	—	—	— 300,5	— 298,3	— 0,3	— 0,6	+ 0,7
28	—	—	— 299,4	— 298,7	— 0,1	— 0,6	+ 0,4
29	—	—	— 299,6	— 301,0	— 0,3	— 0,6	— 0,3
30	— 301,4	—	— 301,0	— 301,0	— 0,1	— 0,7	0
31	— 301,0	—	— 300,2	— 300,7	— 0,4	— 0,5	— 0,4

* Mesures effectuées par moyenne sur 14 heures centrées sur 12 h. T.U.

— Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

— Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs2 du département « Fréquences » du C.N.E.T.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

PUBLICATIONS DE L'U.I.T.

L'Union Internationale des Télécommunications vient de publier les tomes III et VI du Livre Bleu, préparés par le Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique (CCITT) à la suite de la III[e] Assemblée plénière de cet organisme (Genève, 25 mai - 26 juin 1964).

Le tome III contient les avis et questions relatifs à la transmission sur les lignes.

Le tome VI, les avis et questions relatifs à la signalisation et à la commutation téléphoniques.

Chaque tome contient également, pour son domaine, les extraits des contributions reçues pendant la période 1960-1964 qu'il a été reconnu utile de publier en raison de leur intérêt.

Ces ouvrages ont été édités séparément en deux langues (française et anglaise). Le prix de vente, par exemplaire, port et emballage compris est le suivant :

Tome III : 48 F suisses (environ 685 pages)

Tome VI : 32 F suisses (environ 416 pages)

La commande est à adresser à l'Union Internationale des Télécommunications, Place des Nations, 1211, Genève 20, Suisse.

ACTES DES JOURNÉES D'ÉLECTRONIQUE DE TOULOUSE 1966

Le Colloque International sur l'Informatique qui s'est tenu à Toulouse, les 8, 9 et 10 mars 1966 a suscité un grand intérêt et nombreuses sont les personnes qui ont demandé les actes de ces Journées.

Les domaines de plus en plus vastes concernés par l'Informatique, et plus particulièrement par l'Informatique médico-hospitalière, font de l'édition en cours d'achèvement, un document appelé à prendre place dans les bibliothèques scientifiques et médicales.

L'Onde Électrique de septembre 1966 en a donné un compte rendu détaillé pages 1005 et 1006 ; elles formeront un ouvrage broché de près de quatre cents pages au format 21 × 27.

Pour permettre au Comité d'Organisation : Laboratoire d'Informatique, Faculté des Sciences, 118, route de Narbonne à Toulouse, d'assurer la couverture de l'édition de ces Actes,

il sera demandé à ceux qui souhaiteraient les recevoir une participation aux frais de quatre vingts francs par exemplaire commandé.

Ces Actes seront disponibles à la fin du mois de janvier 1967, et afin d'en assurer la livraison dans les meilleurs délais, le Comité demande que l'on veuille bien se faire connaître au plus tôt, en lui adressant sa participation aux frais d'impression.

CATALOGUE DE L'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE

Le Centre d'Études Nucléaires de Saclay a édité un catalogue de l'appareillage électronique d'instrumentation nucléaire utilisé d'une manière courante au CEA. Ce catalogue donne, en français et en anglais, le but de l'appareil, sa description, son principe, ses caractéristiques et le nom de son constructeur ; chaque appareil décrit est accompagné d'une photo.

Le service d'Électricité Générale du CEN Saclay a été conduit à effectuer cette standardisation pour éviter la dispersion et mieux assurer la maintenance et les dépannages. En dehors des dotations propres à chaque laboratoire, il existe un magasin central dit « service de prêt » qui a un volant d'appareils et est susceptible de fournir un appareillage pour un essai de courte durée ou d'assurer le remplacement d'un appareil défectueux.

En feuilletant ce catalogue, on constate que la quasi-totalité des matériels sont de fabrication française, ils ont été étudiés d'après les caractéristiques fournies par le Commissariat.

Une mise à jour périodique de ce catalogue s'effectue pour tenir compte des nouveautés et de l'évolution de la technique.

REVUE FRANÇAISE DE L'ÉNERGIE NUMÉRO SPÉCIAL SUR LA RANCE

La Revue Française de l'Energie nous prie, ce que nous faisons bien volontiers, de signaler à nos lecteurs qu'elle a édité un n° spécial bilingue sur l'usine marémotrice de la Rance. Ce numéro comporte 248 pages de texte et est abondamment illustré, il est en vente aux Editions Techniques et Economiques, 3, rue Soufflot, Paris-5e, au prix de F 25 l'exemplaire.

NEWS FROM ROHDE & SCHWARZ

La société ouest-allemande Rohde et Schwarz 8 000 München 8, Muhldorfstrasse 15, spécialisée dans les appareils de mesure et les télécommunications, édite maintenant en langue anglaise sa revue bimestrielle. 30 000 exemplaires de cette revue sont diffusés dans le monde pour les deux éditions (anglaise et allemande)

L'envoi en est fait sur simple demande en indiquant à l'adresse ci-dessus (à l'attention de M.H. WERNICKE) : nom, emploi et société.

MESURE DE PARAMÈTRES DE TRANSISTORS

Une note récente publiée par HEWLETT-PACKARD traite d'une technique permettant de mesurer les caractéristiques des transistors dans la gamme de fréquence s'étendant de 100 à 1 000 MHz

Cette technique met en œuvre des paramètres de dispersion, ou paramètres s (de l'anglais scattering), qu'il est beaucoup plus facile de déterminer à des fréquences excédant 100 MHz que les paramètres *h*, *y* et *z*, plus usuels. La note HP AN 77-1 traite de la nature des paramètres s et de quelle manière ils sont fonction des caractéristiques des transistors ; elle décrit comment les paramètres s sont déduits des mesures de tension et de phase dans la gamme de fréquence de 100 à 1 000 MHz. La note indique aussi comment les paramètres s peuvent être convertis en paramètres *h*, *y* ou *z*, si on le désire.

Dans sa conclusion, cette note donne plusieurs exemples indiquant de quelle manière les paramètres s peuvent être utilisés dans l'étude d'un circuit haute fréquence.

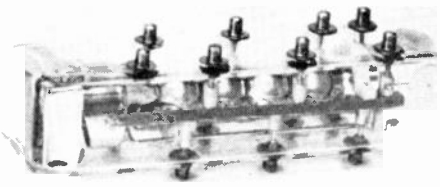
On peut se procurer la note 77-1 chez HEWLETT-PACKARD France, 150, bd Masséna, Paris-13e. Téléphone : 707.97.19.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

NOUVEAU PHOTOMULTIPLICATEUR R.T.C. POUR APPLICATIONS SPATIALES

LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. vient de mettre sur le marché un nouveau photomultiplicateur à dix étages, le PM 400, qu'elle a spécialement étudié pour qu'il puisse supporter les accélérations considérables auxquelles sont soumis les engins spatiaux.

Il s'agit d'un type de photomultiplicateur de *conception révolutionnaire* : l'ampoule de verre qui en constitue l'enceinte est de *section rectangulaire*, les électrodes de la structure interne sont fixées rigidement sur des barreaux parallèles, et les dix dynodes en forme de coquilles sont alimentées directement au travers du verre par des conducteurs métalliques.



La robustesse mécanique d'une telle structure permet au PM 400 de supporter, sans la moindre défaillance, les essais et les chocs les plus sévères imposés aux équipements pour engins spatiaux.

Le PM 400 est garanti pour résister à des vibrations sinusoïdales de 20 à 2 000 Hz à une accélération de 30 g (des essais en laboratoire ont même prouvé que ce tube résistait à de telles vibrations jusqu'à 80 g), à des chocs de 11 millisecondes à 100 g, et à une accélération centrifuge de 45 g.

Le PM 400 est actuellement équipé d'une photocathode semitransparente du type S 11 ; d'autres types de photocathodes seront également utilisés très prochainement.

UN LASER ORGANIQUE

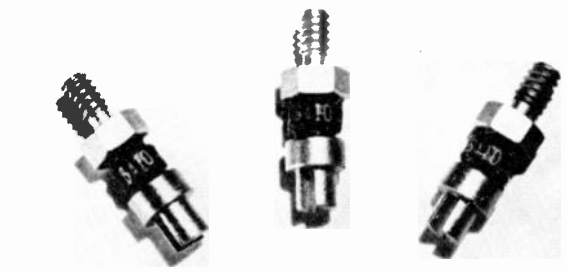
Les ingénieurs du Centre d'Étude et de Recherche d'IBM Yorktown viennent de mettre au point un nouveau type de laser appelé « laser organique », capable d'émettre des impulsions de très grande puissance. Ce laser est obtenu en utilisant un colorant liquide organique homogène, excité par un laser à rubis classique. L'homogénéité de la solution permet d'obtenir un faisceau parallèle constitué d'impulsions très intenses.

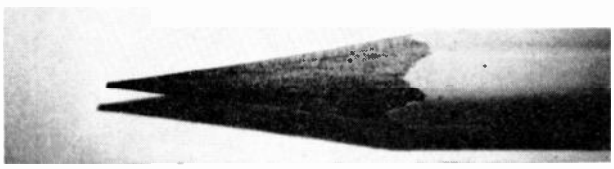
Rappelons que si les lasers à rubis fonctionnent en régime transitoire et émettent des impulsions de très grande puissance, ils utilisent les transitions électroniques qui se produisent dans les atomes de chrome introduits dans l'alumine pour constituer le cristal de rubis ; mais comme ces atomes de chrome ne sont pas répartis de manière homogène, la cohérence du faisceau n'est pas bonne ; il en résulte que le faisceau n'est pas parfaitement parallèle. Or, il est souhai-

table de disposer de faisceaux très parallèles, donc très cohérents et de haute énergie. Les applications éventuelles du laser organique qui réunit ces qualités pourraient être un radar à longue portée ou encore un dispositif de télécommunications spatiales.

REDRESSEUR UNITRODE MINIATURE

UNITRODE, représentée par SPETELEC, 12, rue le Châtelier, Paris 17e, vient de mettre sur le marché un redresseur de 12 A ayant le cinquième du poids des redresseurs existant sur le marché actuel (1,5 g) et le quart de leur encombrement. En outre, ce redresseur à avalanche contrôlée peut supporter une surcharge de 200 A pendant 8 ms.





Nous signalons également les diodes à recouvrement rapide dans la même présentation : 9 A, 400 V, 250 ns, 40 kHz (onde carrée).

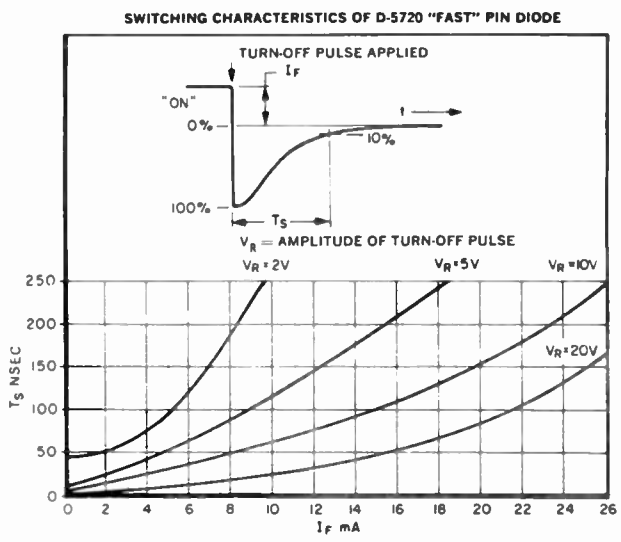
Grâce à sa constitution, ce redresseur est pratiquement indestructible.

DIODES DE COMMUTATION RAPIDE A BROCHES SYLVANIA

Les nouvelles diodes à broches pour ondes micrométriques de SYLVANIA sont des unités de commutation rapide qui possèdent à la fois les avantages d'une haute tension d'interruption et d'une bonne isolation. Ces diodes trouvent leur domaine d'utilisation dans l'alimentation d'ensembles qui nécessitent des commutations de puissances aux hyperfréquences s'étendant des microwatts aux watts et même jusqu'aux kilowatts en fonctionnement pulsé.

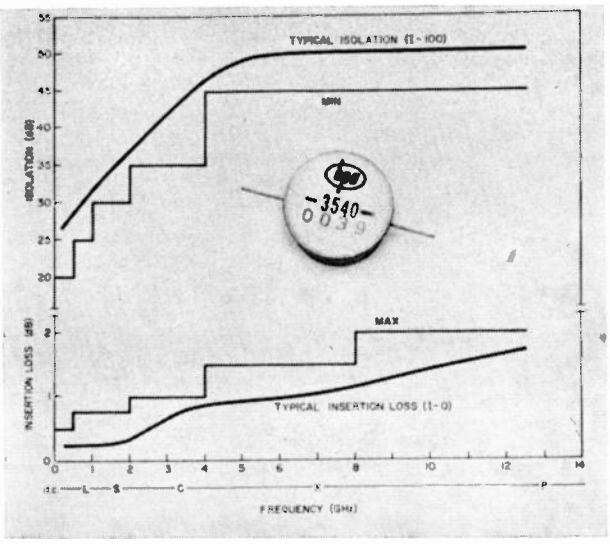
La série D-5720 a une tension d'interruption de 200 V, un temps de commutation descendant jusqu'à 10 ns, une isolation de 20 dB dans la bande C avec une configuration à shunt accordé et une fréquence série auto-résonnante de 11 à 16 GHz.

Sylvania possède d'autres diodes de commutation à broches permettant des tensions d'interruption allant jusqu'à 1 000 V avec des temps de commutation de 30 ns seulement.



COMMUTATEUR HYPERFRÉQUENCE DE 10 NANOSECONDES HEWLETT-PACKARD

10 ns maximum suffisent au nouveau commutateur HPA 3540 transistorisé à large bande, pour effectuer sa commutation ; utilisable entre 0 et 12,4 GHz, sa perte par insertion est faible (0,5 à 2 dB) et son découplage très grand (20 à 45 dB).



De très petite taille (diamètre : 14 mm, épaisseur : 4,2 mm, poids : 4,3 g), il est très étanche, même à l'hélium.

Ce commutateur diffère essentiellement des modèles qui l'on précédé par l'amélioration de son temps de commutation : temps de montée et de descente maximal 10 ns.

Le HPA 3540 convient spécialement aux applications en hautes et hyperfréquences tels que les modulateurs d'impulsions, les modulateurs d'amplitude, les circuits déphaseurs, les commutateurs multiples, les réseaux d'antennes, les circuits de nivelage en puissance et les circuits de remise en forme d'impulsions.

La commutation est effectuée en changeant la tension de polarisation appliquée d'un côté ou de l'autre du conducteur central. Le signal passe lorsque la tension de polarisation est nulle ou négative.

Le HPA 3540 est composé de deux diodes PIN d'oxyde de silicium passivé qui sont intégrées dans une structure hyperfréquence à large bande de 50 Ω d'impédance caractéristique.

Quand les deux diodes du commutateur sont polarisées dans le sens direct, celles-ci, étant appariées, divisent le courant en deux fractions égales. L'atténuation est déterminée par l'amplitude de la polarisation dans le sens direct. L'isolement total est obtenu avec des courants de polarisation de l'ordre de 100 mA.

NOUVELLE DIODE LOGARITHMIQUE TRANSITRON

TRANSITRON ELECTRONIC, 27-St-Marcel, annonce la sortie d'une nouvelle diode de jonction en alliage de Silicium, la SG 3600, prévue pour donner une réponse logarithmique sur une étendue d'au moins deux décades.

La réponse peut être mise sous la forme :

$$V_F = A \log_{10} I + BI + C$$

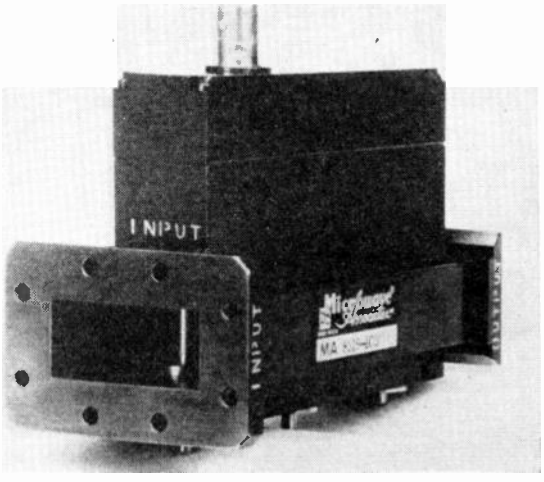
où

V_F = tension directe en mV

I = courant directe en µA

$A = 65{,}0 \pm 2{,}5 \quad B = 0{,}0005 \pm 0{,}0002 \quad C = 520 \pm 10$

La diode SG 3600 est particulièrement indiquée pour les générateurs de fonctions, division et extraction de racines, multiplication logarithmique, circuits de réaction d'amplificateurs opérationnels, etc.

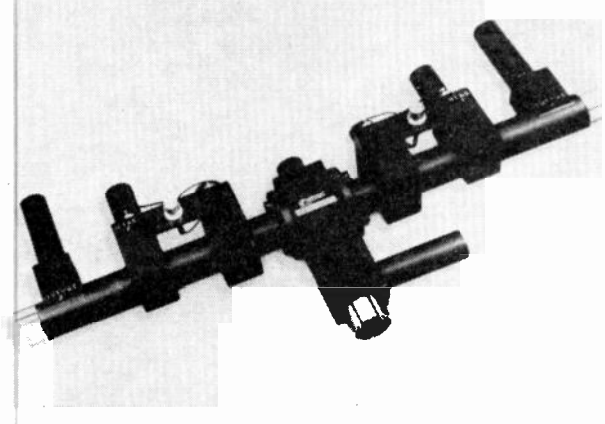


NOUVEAUX COMMUTATEURS SEMICONDUCTEURS

MICROWAVE ASSOCIATES annoncent :

● Le développement d'un nouveau commutateur diode coaxial, unipolaire à rejet double, ayant un isolement de 60 dB, un T.O.S. de moins de 1,07 et une perte d'insertion de moins de 0,5 dB pour une largeur de bande de 20 % dans la gamme de fréquences de 1 à 2 GHz.

Pour les largeurs de bande jusqu'à 50 %, ce commutateur, le MA8302-2L4S, offre un isolement de plus de 40 dB, un T.O.S. de moins de 1,20 et une perte d'insertion de moins de 0,75 dB.



Conçu en premier lieu pour les équipements de test automatiques à ondes millimétriques en conjonction avec ponts de phases, ce commutateur est tout indiqué pour les applications de commutation « hot switching » où deux émetteurs sont commutés dans une sortie commune, ou pour commutations entre deux antennes.

● Le développement d'un commutateur diode avec un rendement et une fiabilité élevés, pour emploi dans les systèmes de communications à ondes millimétriques, dans la gamme de fréquences de 6,5 à 7,2 GHz. Il a une puissance de polarisation basse d'environ 0,25 W et un isolement de 90 dB ; il a une perte d'insertion de 1 dB et un T.O.S. de 1,15.

Le commutateur MA8319-1C3 est à utiliser dans le cas où deux émetteurs HF de fréquences égales sont commutés dans une seule antenne d'émission. Si l'un des équipements cesse de fonctionner, le MA8319-1C3 commute automatiquement vers l'émetteur de secours.

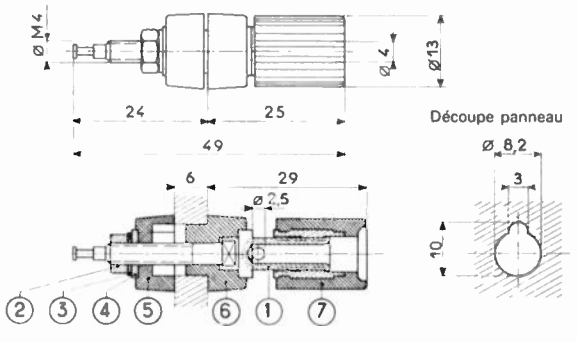
Comme ce commutateur semiconducteur possède une puissance de commutation extrêmement sûre jusqu'à 7 W en ondes millimétriques continues, en 500 ns, cela lui donne une supériorité considérable sur les commutateurs électromécaniques antérieurs.

NOUVEAUX COMPOSANTS STOCKLI

Stöckli, 18, rue Galilée, 93-Montreuil, annonce la sortie de deux nouveautés :

1° des douilles à six pans intérieurs pour fixation de potentiomètres avec faible débordement sur la face avant ;

2° une borne isolante de haute qualité avec axe monobloc en laiton argenté. Cette borne se fait en 9 coloris ; sa tension de claquage dépasse 6 000 V.



Une borne de masse entièrement métallique, de même présentation que la borne isolante, est actuellement en préparation.

DISPOSITIF PERMETTANT LA TENSION UNIFORME DES ÉCRANS SÉRIGRAPHIQUES

La S.A. DARGOLS, 8, rue des Francs-Bourgeois, Paris 3e, annonce la mise sur le marché d'un nouveau procédé permettant d'obtenir des résultats uniformes dans les industries utilisant la méthode sérigraphique pour exécuter des impressions de haute précision, depuis l'électronique pour la fabrication de circuits imprimés, impression de cadrans, jusqu'au conditionnement pour la décoration en quadrichromie sur bouteilles, boîtes, etc.

Sans main-d'œuvre expérimentée, les écrans sérigraphiques ne présentent plus aucun grignage et sont toujours tendus au même coefficient de tension grâce à un appareil simple permettant de tendre avec précision et dans tous les sens, des toiles en nylon, métal, soie, simplement en actionnant un bouton.

Cet appareil, le « Calibre de tension modèle 68 » a pour principe de base un arbre, fileté sur chacune de ses moitiés avec un pas de sens opposé. La rotation de cet arbre entraîne, en sens contraire, deux leviers ayant un point commun ;

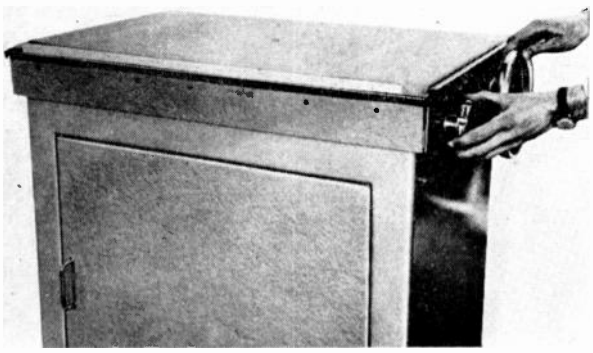
à tout instant le degré de tension est obligatoirement le même dans le sens de la longueur et de la largeur.

Trois minutes seulement sont suffisantes pour le montage complet d'écrans sérigraphiques impeccables ; les différentes opérations se décomposent comme suit :

1° Le ou les cadres sont placés à l'intérieur de l'appareil ;

2° La toile est mise en place à l'aide des quatre barres de maintien sur les côtés de l'appareil ;

3° La toile se tend par simple rotation du bouton central, légèrement d'abord, pour en éliminer les plis. A l'aide d'un crayon, on trace alors, soit dans la direction de la trame, soit dans celle de la chaîne, deux traits espacés d'une distance déterminée, 100 mm par exemple. Le degré d'extension est contrôlé en mesurant l'accroissement de la distance séparant les deux traits (une distance de 105 mm indique une tension de 5 %). La toile est tendue au degré désiré en fonction du travail à accomplir. L'arbre tendeur est gradué de traits servant de repère pour chaque degré de tension ;



4° A l'aide des deux autres boutons, les cadres sont ensuite remontés contre la toile tendue où elle peut être soit agrafée, soit collée avec un élément chauffant si les cadres ont été au préalable enduits de produits thermo-collants.

Des produits thermo-collants vendus par DARGOLS permettent à la toile de supporter un poids de 85 kg, ceci 60 s seulement après sa fixation sur cadre métallique de section 25 × 25 mm.

CONTROLE AUTOMATIQUE DE L'ÉVAPORATION POUR DÉPOTS SOUS VIDE

Les utilisateurs d'installations de dépôt sous vide disposent maintenant, grâce à un système inventé par EDWARDS HIGH VACUUM Ltd., Manor Royal, Crawley, Sussex, d'un moyen de contrôle automatique et précis de l'évaporation, du rythme de dépôt de la pellicule et de l'achèvement de l'opération.

Le système se compose d'un redresseur (SCR) au silicium qui fournit la puissance nécessaire à l'évaporation, d'un stabilisateur d'intensité, d'un contrôleur de dégazage, d'un contrôleur d'évaporation et d'un dispositif d'achèvement de l'opération. Un compteur d'épaisseur de pellicule, qui peut être livré par la même société, est également nécessaire pour fournir, de l'intérieur de la chambre à vide, les signaux qui permettent de régler l'allure du dépôt et l'épaisseur finale de la pellicule.

L'allure d'évaporation est réglée par un potentiomètre hélicoïdal dont le bouton de commande porte 1 000 divisions.

LA TÉLÉVISION FRANÇAISE A L'HEURE DE LA COULEUR

CSF va présenter sur le marché une caméra couleur étudiée dans ses usines et de conception entièrement originale.

Cette caméra, type CC 501, a déjà fait [illegible] contrats de vente à l'exportation, notamment en I[illegible] F[illegible] quipera en effet le centre de production télévisi[illegible]oule[illegible]que CSF installe à Moscou. Ce centre se compos[illegible] h[illegible]ources de prise de vue, d'un ensemble de rég[illegible] [illegible]distribution d'images et des installations éclairage [illegible]

CSF démontre ainsi sa capacité de [illegible]clés en main, des ensembles de production de télév[illegible]ouleur.

RÉCEPTEUR DE TÉLÉMESURE COMMANDÉ PAR CALCULATEUR

Représenté en France par BUREAU DE LIAISON, 113, rue de l'Université, Paris 7e, un nouveau récepteur de télémesure transistorisé, entièrement automatique, commandé par calculateur et compatible avec les calculateurs numériques standard, vient d'être lancé sur le marché mondial par DEFENSE ELECTRONICS.

Le récepteur, modèle CR 101, élimine les temps de manipulation de l'opérateur et toute erreur pouvant intervenir au cours de la réception du fait de ce dernier. Il est parfaitement adapté à la commande par liaison téléphonique à partir d'un calculateur, et accepte le contrôle par cartes ou bandes perforées. Par exploitation d'un ordre (mot de 10 digits) transmis à travers une unité d'interface, le calculateur peut choisir l'une des 768 fréquences du récepteur et changer de mode de fonctionnement en quelques millisecondes, sans intervention manuelle.

Désigné pour répondre aux performances élevées nécessaires à la réception par modulation de phase et de fréquence, dans la bande 216-260 MHz, ce récepteur est à double changement de fréquence : 1re MF à 60 MHz, 2e à 10 MHz. Deux modes de fonctionnement sont prévus : réception et lecture prédétection.

— En réception, il traite un signal d'entrée H.F. à la fréquence choisie par le calculateur et fournit une sortie vidéo et un signal d'enregistrement prédétection.

— En lecture prédétection, le signal reproduit par l'enregistreur magnétique est démodulé puis dirigé vers la sortie vidéo.

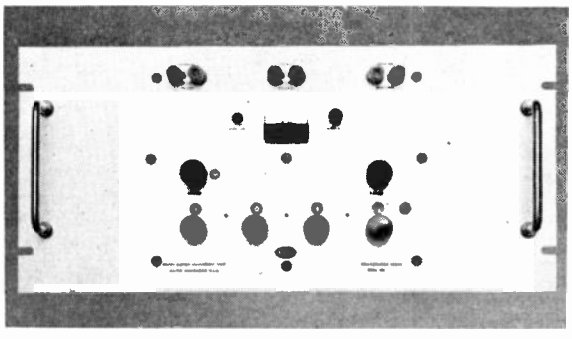
Le modèle CR 102 fonctionne selon les mêmes principes, mais dans la bande S.

PONTS D'IMPÉDANCE ET DE RÉSISTANCE B.E.C.O.

SEUROLEC nous signale ces deux appareils aux performances très poussées :

Pont de Résistance Type 308-A :

— Échelles : 1 mΩ à 12 MΩ pleine échelle sur 7 échelles. Précision : 0,05 %.



Les résistances bobinées utilisées ont été spécialement conçues pour avoir un très bas coefficient de température et une très grande précision et stabilité. Toutes les résistances sont fabriquées dans les ateliers de BECO.

Pont de Wien-Sauty Type 312-A :

— Échelle de capacités : 0,1 pF à 1 200 µF sur 7 échelles.
Précision : 0,1 %.
— Échelle de résistance : 0,1 µH à 1 200 H sur 7 échelles.
Précision : 0,2 %.
— Facteur de dissipation : de 0,001 à 1 000 à 1 kHz.
Précision : ± (2 % + 0,005).
— Coefficient de surtension (Q) : de 0,1 à 1 000 à 1 kHz.
Précision : ± (2 % + 0,005).

BECO exécute également un Diviseur de Tension KELVIN-VALERY qui permet de mesurer et de calibrer des résistances et des potentiomètres (linéaires et non linéaires) avec une très grande précision.

LE GÉNÉRATEUR A FRÉQUENCES PRÉDÉTERMINÉES
Alcatel T2476

Nouveau-venu dans la gamme des appareils de Mesure Alcatel, le générateur RC à fréquences prédéterminées T 2476 se présente sous la forme d'un ensemble léger et autonome (alimentation pile-secteur) pouvant éventuellement être monté en rack. Sa gamme couvre de 1 Hz à 1 MHz, l'utilisateur affichant sa fréquence sur les cadrans de l'appareil à l'aide de communateurs à décades

Caractéristiques

1 — Gamme de fréquence : 1 Hz - 1 MHz (limite inférieure 0,2 Hz lorsque la distorsion n'est pas une condition impérative).

2 — Précision de fréquence : 3 % entre 1 et 10 Hz, 1 % entre 10 Hz et 700 kHz, 3 % entre 700 kHz et 1 MHz.
3 — Fidélité : meilleure que 5.10^{-4}.
4 — Résolution : 1.10^{-3} à 1.10^{-4} (suivant la gamme).
5 — Intervalle de température : 0 à 45 °C.
6 — Stabilité de la fréquence : dérive $<6.10^{-4}$/°C.
7 — Distorsion harmonique : <0,5 % de 20 Hz à 100 kHz.
8 — Tension de sortie : 0 à 2,5 V dans 600 Ω, variable de façon continue par potentiomètre ; un atténuateur permet en outre des affaiblissements de 20, 40 et 60 dB ±0,5 dB. Indicateur de sortie, précision 5 %.
9 — Sortie dissymétrique : 600 Ω.
10 — Signaux carrés : 10 Hz à 1 MHz. Temps de transition ⩽100 ns.
11 — Alimentation
a) par piles incorporées : 18 V (4×4,5 V) (très faibles variations des caractéristiques jusqu'à 14 V) ;
b) secteur : Le boîtier de piles peut être remplacé par un boîtier d'alimentation secteur 127/220 V, 50 à 400 Hz.
12 — Dimensions : L : 292 mm, h : 154 mm, p : 230 mm.
13 — Poids : 5,3 kg.

Cet appareil sera présenté en fonctionnement à l'exposition « Prestige de l'Électronique » à Toulouse en mars, puis à Mesucora à Paris en avril prochain.

SPECTROPHOTOMÈTRE RAMAN ET TÉLÉMÈTRE A LASER

Le 5 décembre dernier a été présenté au CENTRE DE RECHERCHES DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ à Marcoussis, un spectrophotomètre Raman excité par laser. C'est la première fois qu'est réalisé en France un tel appareil.

Bien que découvert en 1928, l'effet Raman n'a pas donné lieu à de grands développements en raison, en particulier, de la difficulté d'obtenir une source excitatrice convenable.

L'effet Raman est une forme de diffusion moléculaire de la lumière. Si une substance pure est éclairée par une radiation de fréquence donnée, la plupart des collisions entre les photons incidents et les molécules de la substance sont élastiques, sans échange d'énergie, et donnent naissance à une diffusion de même fréquence (diffusion Rayleigh).

Par contre, une faible proportion des collisions est inélastique, avec échanges d'énergie entre le photon et la molécule ; il en résulte des radiations de fréquences différentes de celle de la lumière excitatrice. Ces radiations sont caractéristiques de la molécule de la substance et composent le spectre Raman.

On conçoit donc l'utilité de disposer d'une source excitatrice de qualité ; la lumière du laser remplit ces conditions grâce à ses propriétés de cohérence qui facilitent la mise en œuvre de cette technique.

La collaboration SOCIÉTÉ GÉNÉRALE D'OPTIQUE - COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ a également permis de mettre au point un télémètre portatif à laser qui était présenté à Marcoussis en même temps que le spectrophotomètre Raman.

Le principe de cet appareil est celui d'un radar qui émettrait une onde électromagnétique cohérente dans le domaine visible ou le proche infrarouge.

Du fait de sa cohérence spatiale, le faisceau émis est pratiquement cylindrique et les seules pertes sont dues à l'absorption dans l'atmosphère.

Le télémètre à laser TP. 101 est dérivé d'un modèle antérieur présenté en 1963. Le matériau actif est un monocristal de rubis ou un barreau de verre dopé au néodyme, éclairé par un flash linéaire. L'émetteur ainsi formé est associé à un récepteur constitué d'un photomultiplicateur et d'un dispositif de comptage électronique qui affiche directement sur tubes Nixie la distance mesurée.

CARTE MAGNÉTIQUE POUR USAGERS PERMANENTS DE PARKINGS

Au cours d'une réunion d'information sur le contrôle et la gestion automatisée des péages, organisée par la Compa-

gnie Générale d'Automatisme, filiale de la C.I.T.E.C., a été présentée une carte magnétique, utilisant un procédé déjà employé par la C.G.A. pour le contrôle d'entrée des passagers du métro de Montréal. Cette carte peut porter une quantité relativement importante d'informations codées et permet, après introduction dans un lecteur, de contrôler automatiquement l'admission et le retrait des véhicules des usagers permanents de un ou plusieurs parkings. La carte magnétique, invalidée à l'entrée et revalidée à la sortie, interdit de parquer plusieurs véhicules avec la même carte. Dans le cas d'utilisation de plusieurs parkings, les redevances forfaitaires des usagers sont conservées en mémoire et réparties périodiquement au prorata de la durée de présence et du tarif de chaque parking. De tels équipements seront mis en service à Paris dans quelques mois aux parkings George-V et Haussmann, ainsi qu'au parking Malesherbes, dès son ouverture.

APPAREILS DE MESURE ET D'IRRADIATION POUR LA MÉDECINE NUCLÉAIRE

L'utilisation dans la médecine de substances radioactives ne cesse de croître et, par voie de conséquence, les appareils servant à la mesure de leurs radiations prennent également une importance toujours plus grande. C'est ainsi qu'au cours des dernières années, l'utilisation de rayons *X* pour le diagnostic et les soins est complétée d'une façon remarquable par la médecine nucléaire. Les SIEMENS-REINIGER-WERKE ont pris une large part aux progrès techniques réalisés dans ce domaine grâce à l'électronique.

A des fins de diagnostic, on peut, de l'extérieur, examiner *in vivo* les processus internes du corps à l'aide de très petites quantités de substance radioactive. L'organe à examiner reçoit les préparations radioactives, soit par la voie buccale, soit par injection intraveineuse, selon le diagnostic que l'on désire obtenir ; la fonction de l'organe est contrôlée sur la base de la substance radioactive absorbée et rejetée. Il est possible, d'autre part, de représenter la répartition de la substance radioactive dans une certaine zone de l'organe examiné.

Les différents modèles d'appareils Siemens NUCLEOPAN sont destinés au contrôle, à la mesure et à l'analyse de rayonnements corpusculaires et quantiques ; ils peuvent être complétés par de nombreux appareils annexes.

Dans le domaine de la radiothérapie, les laboratoires de recherche des Siemens-Reiniger-Werke améliorent sans cesse les appareils d'irradiation à électrons et à rayons gamma d'isotopes radioactifs.

COMMUNIQUÉS

COURS DE PERFECTIONNEMENT

COURS D'ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE A L'INDUSTRIE

Comme les années précédentes, l'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD - ISEN - organise des cours d'Electronique appliquée à l'Industrie, destinés aux ingénieurs et techniciens ayant des connaissances générales en électricité.

Cet enseignement a pour but d'apprendre à connaître les principes essentiels de l'électronique, de voir l'application de ces principes dans l'industrie en général, d'étudier les possibilités de l'électronique dans les différents domaines d'activité industrielle.

Les principaux éléments du programme de cette année porteront sur les différentes mesures réalisées dans l'industrie par des moyens électroniques, l'automatique et les servomécanismes.

Les cours auront lieu à l'ISEN, toutes les deux semaines, le lundi de 14 h à 18 h 30, *du* 30 *janvier* 1967 *jusqu'au mois de juin*. Ces cours seront suivis, dans la deuxième quinzaine de juin, d'une semaine de travaux pratiques en laboratoires.

En raison de leur horaire, ces cours peuvent être fréquentés par des ingénieurs et techniciens résidant dans la Région Parisienne ou en Belgique.

Le calendrier des cours et travaux pratiques, le programme détaillé des conférences et les conditions de participation seront communiqués sur simple demande adressée au Secrétariat de l'ISEN, 3, rue François-Baës, Lille.

LE TRAITEMENT ÉLECTRONIQUE D'INFORMATION

Le traitement électronique d'information prend chaque jour une importance plus grande pour les problèmes de gestion économique et industrielle. Il est devenu, d'autre part, une pièce maîtresse de l'automatisation.

Nombreux sont les chefs d'entreprises, les ingénieurs et cadres qui ont exprimé le désir d'avoir sur ce problème un sérieux complément de formation ; dans ce but, l'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD organise une semaine d'études qui se situera du lundi 13 au samedi 18 février 1967.

Tous renseignements complémentaires sur l'esprit de cette session d'études, le programme des cours et travaux pratiques, les conditions d'inscription, seront communiqués sur simple demande adressée au Secrétariat de l'ISEN, 3, rue François-Baës, Lille. Tél. 57.23.77 et 57.65.88.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

6e RÉUNION DU COMITÉ D'ÉTUDES 45 DE LA COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE (C.E.I.)

Appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants

Le Comité d'Etudes 45 de la C.E.I. a tenu à Tel-Aviv sa 6e réunion plénière, sous la présidence de M. AUZOUY (France), en octobre 1966, en coïncidence avec la 31e réunion générale de la C.E.I.

Ses deux Sous-Comités, le SC.45A « Instrumentation des réacteurs » sous la présidence de M. HANAUER (U.S.A.), et le SC.45B « Instrumentation pour la radioprotection » sous la présidence de M. le Professeur RISPOLI (Italie) se sont également réunis à Tel-Aviv, à la même époque, de même que neuf groupes de travail dépendant du CE.45 ou du SC.45A. Le groupe de travail n° 5 du CE.45 « Prospection et industrie minière » s'était réuni à Paris sous la présidence de M. LECOQ (France), la semaine précédente.

Au total 73 délégués appartenant à 15 pays : Allemagne, Etats-Unis, France, Hongrie, Israël, Italie, Pays-Bas, Pologne, Royaume-Uni, Roumanie, Suède, Suisse, Turquie, U.R.S.S., Yougoslavie, ont assisté à ces diverses réunions. L'assistance toujours plus nombreuse constitue une preuve certaine de l'intérêt que suscitent les travaux de ce Comité, créé il y a six ans seulement. L'Organisation Internationale de Normalisation (ISO) avait envoyé deux observateurs.

Principaux résultats obtenus au cours de la réunion du CE.45

Parmi les principales décisions prises par le Comité 45 à Tel-Aviv, on peut citer celles concernant la diffusion à tous les Comités Nationaux de la C.E.I., suivant la procédure habituelle (enquête internationale des six mois suivie de vote à l'expiration du délai), des cinq projets de recommandation ci-dessous :

a) « Equipements de protection ».

b) « Signalisation de défaut ».

Ces deux textes préparés par le SC.45A compléteront par la suite la Publication 231 « Principes généraux de l'instrumentation des réacteurs nucléaires » dont la sortie de presse doit intervenir prochainement.

c) « Caractéristiques et méthodes d'essais des périodemètres à courant continu ».

Ce document, préparé également par le Sous-Comité 45A, traite des sous-ensembles électroniques qui, associés à un ou plusieurs détecteurs, permettent de connaître la constante de temps (période) d'un réacteur nucléaire.

d) Rectificatif au texte de la Section 1-10 de la Publication 181.

Il s'agit de la section dans laquelle sont définis les termes généraux : Radiamètre, Moniteur (de rayonnement), etc.

Ce texte a été préparé par le GT.1.

e) Recommandation pour la largeur du passage libre dans le bâti et l'entraxe des trous de fixation pour les appareils d'électronique nucléaire.

Ce texte préparé par le GT.3, complétera un projet de recommandation relatif aux dimensions mécaniques des panneaux, actuellement à l'étude.

D'autre part, le CE.45 a enregistré la publication prochaine, pour le début de 1967, de quatre nouvelles recommandations qui avaient subi avec succès l'épreuve de la Règle des Six Mois. Ces Recommandations concernent :

— Les tensions d'alimentation des appareils nucléaires à transistors.
— Les diamètres extérieurs des sondes cylindriques de détection.
— Les diamètres des coupelles porte-source.
— L'alimentation des appareils de prospection portés par véhicule.

Principaux résultats obtenus par le SC.45A

« *Instrumentation des réacteurs* »

Président : M. S. HANAUER (Etats-Unis).

Secrétaire : M. J. WEILL (France).

Les deux premières publications préparées par le SC.45A sont arrivées au stade final.

La Publication 231 : « Principes généraux de l'instrumentation des réacteurs nucléaires » doit sortir d'impression dans les premiers jours de 1967.

La Publication 232 : « Caractéristiques générales de l'instrumentation des réacteurs nucléaires » vient de paraître.

Principaux résultats obtenus par le SC.45B

« *Instrumentation pour la radioprotection* »

Président : M. le Professeur RISPOLI (Italie).

Secrétaire : M. GISLON (Italie).

Ce Sous-Comité dont la création avait été décidée à New-York, tenait à Tel-Aviv sa première réunion. Il a pris la suite du GT.8, qui a été dissous à Tel-Aviv après mise en place du SC.45B, conformément aux décisions qui avaient été prises par le CE.45 à New-York en 1965.

Le SC.45B a préparé trois documents pour première diffusion aux Comités Nationaux, concernant respectivement :

a) Les contaminamètres, moniteurs, signaleurs de contamination surfacique et des sols, bêta et alpha.

b) Les débitmètres, moniteurs et signaleurs portatifs de débit d'exposition.

c) Les débitmètres, moniteurs et signaleurs fixes de débit d'exposition.

Etudes poursuivies par les Groupes de Travail

Le *GT.1* « *Classification-Terminologie* », Président M. AUZOUY (France) a mené à bout l'étude d'un additif à l' « Inventaire des appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants » (Publication 181) et poursuivi ses travaux concernant le chapitre « Détection et mesure par voie électrique des rayonnements ionisants » du Vocabulaire Electrotechnique International, 3e édition (V.E.I.).

Le *GT.2* « *Sécurité* », sous la présidence de M. DAGG (Royaume-Uni) a entrepris la préparation d'un document concernant la sécurité contre les rayonnements ionisants, dans le cadre du domaine du Comité 45.

Le *GT.3* « *Interchangeabilité* », dont le Président, M. BOEHME (Allemagne) n'avait pu venir à Tel-Aviv et s'était fait remplacer par le Dr SCHULZ (Allemagne), a préparé deux projets concernant les domaines de tension analogiques et les niveaux logiques d'une part, les tolérances sur les tensions d'alimentation régulées pour appareils transistorisés d'autre part.

Le *GT.5* « *Prospection et industrie minière* », sous la présidence de M. LECOQ (France) a poursuivi l'étude du choix de l'unité à utiliser en radioprospection, et des critères particuliers aux appareils de sa compétence. Il a décidé d'établir, pour chaque catégorie d'appareils de son domaine, un document réunissant les principales caractéristiques de fonctionnement et d'emploi.

Le *GT.6* « *Appareils électriques de mesure utilisant des sources de rayonnement scellées* » était présidé par M. GOLDMANN (Italie), remplaçant le Dr STEUDEL (Allemagne) qui n'avait pu se rendre à Tel-Aviv. Ce groupe de travail a préparé un document dressant la liste des caractéristiques se rapportant à une normalisation des appareils industriels de son domaine, et un projet de recommandation pour les relais à isotopes comprenant leur caractérisation et les méthodes d'essai.

Le *GT.9* « *Détecteurs de rayonnement* », sous la présidence de M. COSTRELL (U.S.A.), a préparé en liaison avec le *GT.7* « *Méthodes d'essai* », présidé par M. TEN HAAF (Pays-Bas), deux projets relatifs respectivement aux méthodes d'essai des détecteurs semiconducteurs et aux méthodes d'essai de l'électronique associée à ces détecteurs.

Liaisons

A l'occasion de cette réunion, le CE.45 a fait le point des nombreuses liaisons qu'il entretient tant avec certains Comités d'Etudes de la C.E.I. qu'avec des organismes extérieurs tels que l'ISO, l'AIEA, l'ICRUM ou l'ICRP.

Réunions futures

Avant de se séparer, le CE.45 a décidé de tenir sa prochaine réunion à Vienne, au siège de l'A.I.E.A., au printemps 1968, acceptant l'aimable invitation du Directeur Général de l'A.I.E.A.

Une réunion des groupes de travail aura lieu à Stockholm en automne 1967.

EXPOSITION UNIVERSELLE DE MONTRÉAL (CANADA)

(28 avril au 27 octobre 1967)

Le bureau d'expansion économique de l'Exposition aura pour but d'organiser, de faciliter et de rendre fructueux le séjour des hommes d'affaires français désireux de rencontrer leurs homologues canadiens, et de nouer des contacts divers. Dès à présent, il organise déjà le séjour de plus de 60 groupes industriels étrangers.

Le Service des Expositions de la F.N.I.E. tient à la disposition des Constructeurs intéressés des fiches individuelles

qui leur permettront d'entrer en contact avec les personnalités ou les sociétés qu'ils souhaiteraient rencontrer à l'occasion de leur séjour au Canada.

Le Pavillon français groupera les participations de plusieurs organismes nationaux : CNET, CNRS, CEA, ORTF et EdF qui présenteront certaines techniques nouvelles de plusieurs constructeurs.

Le programme des conférences techniques qui y seront prononcées par les industries électriques et électroniques est maintenant établi. La deuxième quinzaine de juillet 1967 leur sera, en principe, consacrée. La « journée française » aura lieu le 25 juillet.

Le numéro de mai de *l'Onde Electrique* sera tout spécialement destiné aux visiteurs étrangers de l'Exposition de Montréal, il traitera des Grandes Réalisations de l'Electronique Française à l'Etranger.

MAGNETIC MATERIALS AND THEIR APPLICATIONS

Londres, 26-28 septembre 1967

Organisée par l'Institution of Electrical Engineers, conjointement avec l'Institute of Physics and Physical Society et l'Institut of Electrircal and Electronics Engineers (sections Grande-Bretagne et Irlande), une conférence sur les matériaux magnétiques et leurs applications se tiendra à Londres du 26 au 28 septembre 1967.

Les sujets qui y seront discutés comprendront la préparation, les propriétés et les applications de toutes les formes et types des matériaux magnétiques durs ou mous. Les applications où le choix d'un matériau magnétique particulier est important. La théorie physique du magnétisme ne fera pas partie des sujets discutés.

Le Comité d'Organisation invite les conférenciers à préparer leur contribution sous forme d'un texte de 1 500 mots environ. Un résumé de 200 mots du sujet proposé devrait parvenir au secrétariat de la conférence, IEE, Savoy Place, London WC2, aux alentours du 30 décembre 1966.

MF, LF AND VLF RADIO PROPAGATION

Londres 8-10 novembre 1967

L'Institution of Electrical Engineers lance un appel pour obtenir des participations étrangères à la prochaine conférence qu'elle organise sur la Propagation Radio en fréquences moyenne, basse et très basse, du 8 au 10 novembre 1967 conjointement avec l'Institut of Electronic and Radio Engineers.

Résumé des sujets qui seront traités au cours de la conférence :

1 — Aide à la navigation et communications.
2 — Effets de la terre, des lignes côtières et du climat.
3 — Ionosphère : irrégularités, absorption, mouvement et effets non linéaires.
4 — Théories de la propagation et guides d'onde.
5 — Facteurs d'excitation.
6 — Stabilité de la phase et de l'intensité de champ.
7 — Parasites atmosphériques.
8 — Très basses fréquences dans la magnétosphère.
9 — Propagation en dessous de la surface de la terre.

Les personnes qui seraient intéressées par cette offre sont priées d'adresser avant le 31 janvier 67 un résumé de 200 mots environ au Secrétariat de la conférence, IEE, Savoy Place, London WC2.

ELECTRICAL METHODES OF MACHINING AND FORMING

Londres 5-7 décembre 1967

L'Institut of Electrical Engineers organise une conférence sur les méthodes électriques d'usinage et de formage, du 5 au 7 décembre 1967, à Londres.

Les sujets qui y seront traités sont les suivants :

— méthodes d'usinage par faisceaux d'électrons,
— méthodes d'érosion par étincelles et plasma,
— méthodes électrochimiques,
— usinage par laser,
— tous problèmes associés en rapport avec le comportement des matériaux ainsi traités.

Le comité d'organisation sollicite la participation des conférenciers qui sont spécialisés dans les sujets proposés et les invite à envoyer aux environs du 15 février 1967 un résumé de 250 mots à la section de la Conférence, IEE, Savoy Place, London WC2.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

CULGOORA, DERNIER-NÉ DES OBSERVATOIRES SOLAIRES AUSTRALIENS

Avec le radio-héliographe et le ciné-magnétographe de Culgoora, l'Australie est maintenant dotée d'un nouvel observatoire qui va permettre d'intensifier les recherches sur les tempêtes qui troublent l'atmosphère solaire. On sait que ces perturbations sont à l'origine de phénomènes tels que les tempêtes magnétiques, l'émission de rayons cosmiques et peut-être même des ceintures de radiations de Van Allen, sans parler des prosaïques « parasites » de la radio.

Situé à 350 km à l'ouest de Sydney, dans une région dont l'insolation est particulièrement intense, le nouveau centre de recherches solaires dispose d'un équipement remarquable qui a été conçu par deux savants de l'Organisation australienne pour la recherche scientifique et industrielle.

Pour cet observatoire, le Dr GIOVANELLI a mis au point un ciné-magnétographe. Il s'agit d'un télescope optique à commande électronique, équipé d'un objectif de 300 mm, permettant d'obtenir toutes les 15 s, des images précises de la surface solaire. Pour éviter les turbulences d'air chaud à la surface du sol, qui pourraient nuire à la netteté de l'image, cet appareil est monté sur un bâti de quinze mètres et refroidi par appel d'air.

Le radio-héliographe du Dr WILD est constitué par 96 antennes paraboliques de 13,50 m de diamètre, disposées en cercle autour d'un laboratoire électronique, l'ensemble occupant une circonférence de trois kilomètres de diamètre. Cet appareil, à divers égards unique au monde, peut être assimilé à une gigantesque antenne ayant trois kilomètres de diamètre (en supposant l'entreprise techniquement réalisable) dont il a acquis la sensibilité et la précision. Il est unique encore en ce qu'il permet d'obtenir presque instantanément une image à deux dimensions des émissions d'ondes radio qui accompagnent les explosions solaires. L'appareil doit ainsi permettre de déceler les nuées cosmiques qui se forment lors de certaines émissions lumineuses solaires et, par conséquent, de mettre en garde les astronautes contre ce danger éventuel.

Ce magnifique instrument a pu être réalisé grâce à un don de la Fondation Ford qui a offert 550 000 dollars pour sa construction.

SFERNICE ET LE MÉTRO DE MONTRÉAL

Le métro de Montréal, est le fruit d'une étroite collaboration technique entre le Canada français et la France. Il a, en particulier, bénéficié de l'expérience du métro sur pneus parisien, et les ingénieurs de la R.A.T.P. ont étroitement collaboré à sa conception et à sa mise au point.

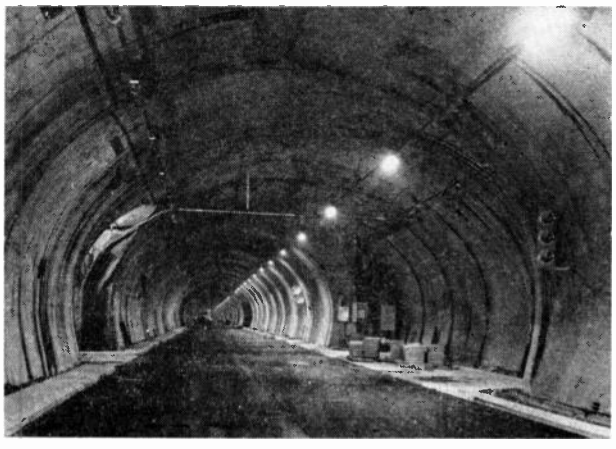
SFERNICE, qui équipe en résistances les rames sur pneus du métro de Paris, avait dû étudier des modèles nouveaux adaptés au service très spécial qui leur était demandé. Ce sont des modèles semblables qui ont été choisis pour le métro de Montréal et qui, à côté d'autres fabrications françaises de pointe, mettent en valeur, au centre même du continent le plus industrialisé du monde, les hautes qualités et l'originalité des techniques de notre pays.

CONTROLE ÉLECTRONIQUE DU TRAFIC DANS LE TUNNEL DU MONT-BLANC

Désirant combler une lacune de nos informations, la S.F.I.M., SOCIÉTÉ DE FABRICATION D'INSTRUMENTS DE MESURE,

13, avenue Marcel-Ramolfo-Garnier, 91-Massy, nous prie de rappeler à nos lecteurs que le Tunnel du Mont-Blanc, en service depuis juillet 1965, utilise des CATARS 103 de sa fabrication pour la surveillance électronique du trafic.

Afin d'éviter des accidents qui pourraient être dus à une trop forte teneur d'acide carbonique dans l'air, le trafic à l'intérieur de la galerie du Mont-Blanc ne doit pas dépasser un certain débit, indépendamment des possibilités d'écoulement des péages.



Il a donc été décidé d'imposer aux véhicules une vitesse comprise entre 50 et 70 km/h, l'espacement entre ces véhicules étant de l'ordre de cent mètres.

De plus, pour des raisons de sécurité, il est indispensable de connaître le nombre de véhicules se trouvant dans la galerie, en considérant le tunnel comme un réseau de cantons de mille mètres de longueur.

Les détecteurs catars 103 ont essentiellement trois fonctions :

1° *Mesure de vitesse*

Un boîtier de seuil est adjoint à chacun des 8 catars de mesure de vitesse, qui permet de commander l'allumage de panneaux ACCÉLÉRATION (vitesses inférieures à 50 km/h) ou RALENTISSEMENT (vitesses supérieures à 70 km/h).

2° *Mesure de l'espacement entre les véhicules*

Lorsque le temps entre deux comptages est inférieur à 5 s au point considéré, un panneau spécial clignote de façon à rappeler aux conducteurs les consignes d'espacement. Il y a en tout 16 postes de ce type dans la galerie.

3° *Comptage pur*

Le comptage des véhicules dans le tunnel, est de deux sortes :

— Comptage différentiel (entrée-sortie dans chaque sens), permettant de connaître le nombre de véhicules dans la galerie, ainsi que le nombre d'entrées enregistrées.

— Comptage différentiel par cantons, permettant de connaître le nombre de véhicules se trouvant dans le canton considéré, sur chaque sens du trafic, plus le nombre de voitures dans les deux sens de trafic.

Il y a en tout 26 points de comptage dans le tunnel, dont 8 sont les catars de vitesse qui délivrent les deux informations simultanément.

Au total, il y a donc 50 appareils dans la galerie et il y a lieu de signaler que, bien que chaque demi-chaussée soit en sens unique, les détecteurs sont unidirectionnels et leur zone d'action s'étend sur l'ensemble des deux demi-chaussées, de manière à prendre en compte, dans les comptages, les véhicules qui franchiraient la bande centrale (cas d'un accident, par exemple).

Il nous est enfin précisé que le matériel SFIM a été choisi dernièrement pour l'équipement du tunnel du Bénélux à Rotterdam. Ce tunnel, qui a une longueur de 1 300 m, passe sous le canal Nieuwe-Maas. L'inauguration doit avoir lieu le 1er juin prochain.

L'installation étant différente de celle du Mont-Blanc, une information en précisera plus tard les caractéristiques.

LE RAPIDATA AU SERVICE DE TIME ET LIFE

Désormais les correspondants de presse en Europe des revues TIME et LIFE pourront transmettre, en un temps record, des informations à leur bureau central de New York grâce à un équipement de transmission de données du type RAPIDATA (GH 201) installé dans leurs bureaux parisiens par la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE CONSTRUCTIONS TÉLÉPHONIQUES — CGCT,

Des équipements identiques situés à Bonn et à Londres permettent de rassembler à Paris les informations européennes qui sont ensuite retransmises à New York.

La particularité du RAPIDATA (GH 201) est de transmettre sur les lignes téléphoniques ordinaires, et notamment sur le réseau téléphonique automatique public, des informations enregistrées sur bande perforée à une vitesse de l'ordre de 150 caractères par seconde.

ÉTUDES SUR LA FIABILITÉ DES COMMANDES NUMÉRIQUES DE MACHINES-OUTILS

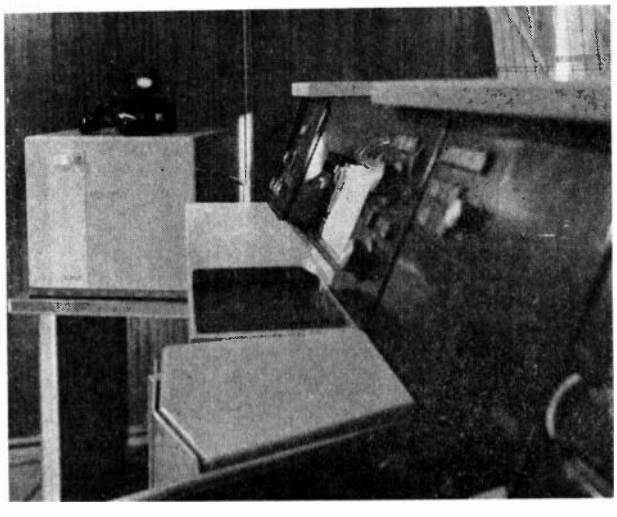
ALCATEL a reçu un contrat de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique pour une étude sur la fiabilité des commandes numériques de machines outils.

LA TÉLÉINFORMATION AU CENTRE DE CALCUL SCIENTIFIQUE DE L'ARMEMENT

Le CENTRE DE CALCUL SCIENTIFIQUE DE L'ARMEMENT a été créé officiellement le 1er février 1966. Il a pour vocation de mettre à la disposition des organismes scientifiques et techniques des trois Armes des moyens puissants et modernes de traitement de l'information.

Autour du centre de traitement, équipé de deux calculateurs UNIVAC 1108, un réseau très dense de liaisons de transmission de données a été défini, qui comprendra, au stade final, environ une centaine de « consoles » à distances et dix à vingt stations de téléprocessing, constituant ainsi le plus vaste réseau de TÉLÉINFORMATION jamais réalisé en Europe.

L'ensemble des liaisons « consoles » sera réalisé sur le réseau téléphonique général à commutation automatique, et équipé de systèmes S-612 TRT. Au centre, les S-612 seront banalisés et connectés d'une part au calculateur, à travers des unités terminales de transmission, d'autre part à un ensemble de lignes groupées portant un seul numéro téléphonique. Dans chaque station périphérique, une console sera installée comprenant un S-612, une machine à écrire avec, en option, lecteur et perforateur de bande associée, et les dispositifs d'exploitation et de supervision. L'exploitation des liaisons « consoles » se fera selon le mode conversationnel, c'est-à-dire que chaque console pourra établir un dialogue avec le centre de traitement, utilisant ainsi les possibilités de



multiprogrammation et de temps partagé du calculateur central.

Les stations de téléprocessing seront équipées de calculateurs satellites, permettant la transmission des informations à partir de cartes perforées et l'édition des résultats sur imprimante, bande magnétique, ou cartes perforées. Elles seront reliées au centre de traitement par des liaisons à 4 800 Bd, équipées de modems MD 4 800, empruntant des lignes téléphoniques spécialisées.

L'exploitation de ce réseau sera entièrement automatisée — réponse automatique au centre de calcul, alternat automatique, commutation automatique à distance, etc., — un pupitre de télécommunication installé au centre en permettant la supervision.

Différentes expérimentations ayant été réalisées depuis le mois de février 1966, les premières installations définitives ont débuté fin 1966. L'ensemble du réseau doit être entièrement achevé en 1969.

RÉSERVATION ÉLECTRONIQUE DES PLACES DANS LES TRAINS DE LA LIGNE PARIS-LILLE-TOURCOING

La SNCF procède, depuis quelques mois, à un essai de réservation électronique intéressant neuf trains rapides de la ligne Paris-Lille-Tourcoing. Cet essai doit permettre l'obtention des renseignements variés nécessaires à la mise en place d'un système télé-ordinateur valable pour l'ensemble des trains mis en réservation.

L'ensemble actuellement en service permet de réserver des places pour des voyageurs isolés et des voyageurs groupés à partir de 10 postes d'interrogation installés à Paris et dans les gares principales de la ligne (5 à Paris et un à Amiens, Arras, Douai, Lille et Dunkerque). Chaque poste comprend une unité terminale I.B.M. 1050 dotée d'un clavier sur lequel sont composées les demandes de réservation formulées par les voyageurs.

Ces demandes sont aussitôt transmises par ligne téléphonique à un ordinateur I.B.M. 1440 installé à la gare de Paris Nord. L'ordinateur recherche en mémoire les places désirées, les retranche du total des places disponibles et transmet, toujours par voie téléphonique, ses conclusions au poste demandeur. En gare d'Amiens, de Douai ou de Dunkerque, le ticket de réservation « sort » sur l'imprimante du 1050.

Jusqu'à maintenant, l'employé qui détenait les schémas des voitures indiquait les places à réserver, cherchait le schéma correspondant à la demande de réservation, l'annotait et établissait ou faisait établir le titre de réservation.

La machine remplit ces mêmes fonctions ; elle peut accéder à très grande vitesse aux fichiers « réservation » enregistrés sur disques magnétiques et répondre, dans un délai extrêmement court, aux demandes formulées à partir des postes d'interrogation auxquels elle est reliée. Mais la gestion du stock des places à réserver ne constitue qu'une partie de cette intéressante application : l'ordinateur indique, à la demande et périodiquement, l'état de la réservation d'un train ; donne automatiquement l'alerte lorsque l'occupation atteint un pourcentage déterminé des places offertes ; attribue immédiatement les réservations effectuées sur des parcours successifs et de retour ; provoque l'impression automatique des titres de réservation et des volants indiquant que la place est retenue ; effectue toutes les opérations comptables et statistiques correspondantes.

CARNET DES SOCIÉTÉS

OCÉANIC - RADIO

Fondée en juillet 1944, par Roger TOUTAIN, OCÉANIC-RADIO s'installa dès 1948, 119, rue de Montreuil, où se trouvent encore actuellement son siège social, ses services techniques, ses services administratifs et commerciaux, son laboratoire d'étude et de recherche.

La Société acquit dès cette époque sa dimension industrielle et de nouveaux moyens de développement lui furent assurés :

1° par la création, en 1964, à Chartres, d'une nouvelle unité de production, dont l'inauguration officielle a eu lieu à la fin du mois d'octobre ;

2° par l'intégration, en 1965, d'OCÉANIC-RADIO au groupe INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH.

L'usine OCÉANIC-RADIO construite à Chartres est conçue pour produire plus de 150 000 téléviseurs et 200 000 postes radio à transistors par an.

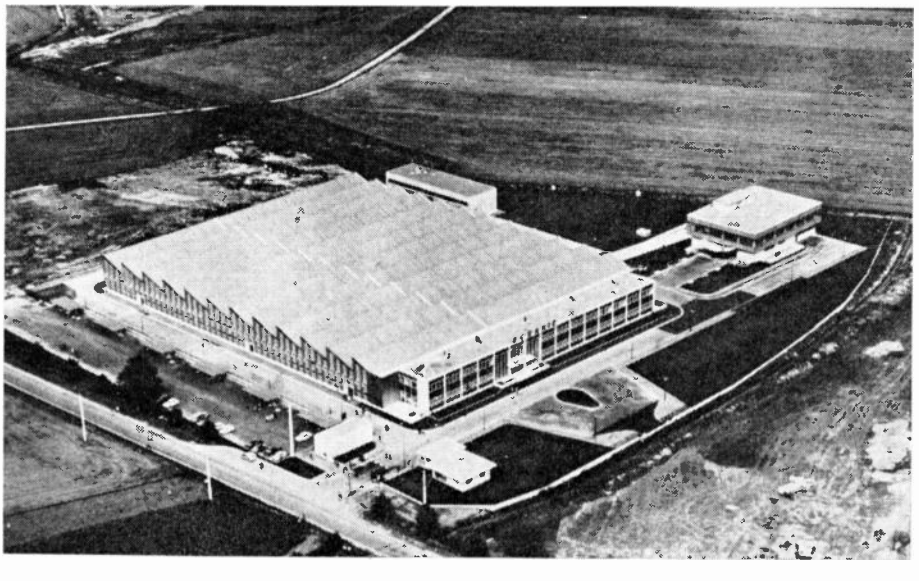
D'une superficie de 15 000 m² environ, l'usine s'élève sur un terrain de sept hectares situé en bordure de la future autoroute du Sud-Ouest. 10 000 m² sont actuellement consacrés à la fabrication mais une extension est possible au fur et à mesure du développement de la production.

Parmi les études avancées d'OCÉANIC-RADIO, une place de choix a été réservée à la Télévision en couleurs : la qualité des travaux entrepris a permis à l'ORTF d'agréer un certain nombre de prototypes actuellement en service comme récepteurs de contrôle.

L'appui que lui apporte sa récente intégration au groupe ITT assure à OCÉANIC une place de choix dans la concurrence internationale. Fondée en 1920, l'INTERNATIONAL TELEPHONE AND TELEGRAPH est l'un des plus grands producteurs internationaux d'équipement de télécommunications, allant du simple téléphone particulier aux liaisons spatiales les plus complexes.

Ce nouvel appui permet à OCÉANIC-RADIO :

— sur le plan de la fabrication, une réduction sensible des prix de revient,
— sur le plan commercial, un potentiel d'exportation accru,
— sur le plan technique, la libre disposition des brevets de l'ensemble du Groupe.



L'Usine OCEANIC-RADIO à Chartres

PYRAL INAUGURE A NANGIS SA DEUXIÈME USINE

M. Alain PEYREFITTE, ministre chargé de la Recherche scientifique et des Questions atomiques et spatiales, a inauguré le 8 décembre à Nangis la nouvelle usine de la Société PYRAL.

Cette Société fut créée en 1946 pour reproduire des disques d'enregistrement direct suivant un procédé original mis au

point par ses fondateurs : MM. A.B. SAINT-HILAIRE, J. CHADAPAUX et L. RAVEL.

En même temps, PYRAL orienta son activité vers la fabrication des bandes magnétiques et plus particulièrement celles destinées aux usages spéciaux.

Les bandes 6,25 mm pour les studios d'enregistrement et de radiodiffusion furent ses premières fabrications. Puis vinrent les bandes perforées pour l'enregistrement synchrome du son utilisées dans l'industrie cinématographique et la télévision, les machines pour le dépôt de pistes magnétiques sur les films standards et substandards, les bandes spéciales pour enregistrements sismiques, les bandes pour ordinateurs électroniques et pour l'enregistrement de mesure, enfin, les bandes pour enregistrements video.

La nouvelle usine implantée à 50 km de Paris, dans la zone industrielle de Nangis, a été conçue en fonction de l'expérience acquise à l'usine de Créteil et en tenant compte des impératifs d'une technique extrêmement délicate. Les salles de fabrication et de contrôle y sont soigneusement climatisées en température et hygrométrie et parfaitement dépoussiérées.

La superficie couverte aujourd'hui à Nangis représente 4 000 m² de surface plancher en ateliers, magasins et laboratoires de contrôle, mais elle pourra être portée à 12 000 m². Créteil continuera à abriter le Siège Social, les services administratifs et commerciaux, les laboratoires de recherche, les chaînes de fabrications pilotes ; Nangis s'occupera principalement des fabrications en grande série.

L'activité de PYRAL s'est largement étendue hors de nos frontières. C'est ainsi que des licences de fabrication ont été accordées aux États-Unis, en Grande-Bretagne et en Italie.

PYRAL a un marché important à l'intérieur de la communauté européenne, dans presque tous les pays de l'Est, dans les pays du Moyen et de l'Extrême-Orient, en Australie, en Afrique, aux États-Unis. Ses exportations représentent 33 % de son chiffre d'affaires.

En France, les bandes PYRAL sont utilisées par de nombreux organismes nationaux, des constructeurs et des utilisateurs dans les domaines les plus variés : télévision, aviation, projection sismique pour recherche pétrolière, aérospatiale, information, ordinateurs, etc.

Pour revenir au domaine technique, il faut indiquer que les procédés de fabrications et de contrôle PYRAL sont entièrement originaux. L'enduit magnétique est composé de particules d'oxyde de fer magnétique dispersées dans un liant qui assure l'adhérence de l'oxyde sur le support, la souplesse de la couche, sa résistance à l'usure et sa lubrification.

Le liant est composé de plusieurs éléments dont la nature a beaucoup évolué depuis les premières bandes. En particulier les plastifiants qui entraient dans sa composition ont fait place à des produits qui se polymérisent, augmentant beaucoup la résistance des bandes à l'abrasion.

Des solvants sont évidemment incorporés pour permettre le dépôt de l'enduit qui se présente alors sous forme d'un liquide thixotrope. Cet enduit est déposé sur le support avec une régularité d'épaisseur de l'ordre du 1/10 de micron. L'opération s'effectue sur des supports de grande largeur qui sont ensuite découpés à la largeur désirée. Les bandes magnétiques ainsi obtenues subissent des traitements de surface avant d'être contrôlées.

Les bandes magnétiques « Hautes-Performances » destinées au traitement de l'information, à l'enregistrement de mesures et des bandes « viedo » pour l'enregistrement de l'image subissent, après les multiples contrôles en cours de fabrication, un contrôle individuel destiné à assurer leur fiabilité au cours de leur exploitation ultérieure.

Ces mesures portent sur le niveau de sortie, le nombre et l'importance des zones défectueuses : pertes d'informations, informations parasites, obliquité transversale.

Les activités de PYRAL se sont orientées également vers des fabrications dérivant des mémoires magnétiques : tambours et disques magnétiques utilisés dans les unités périphériques des calculateurs, tickets magnétiques servant à l'ouverture automatique de portillons (métro de Montréal).

L'intérêt suscité par le matériel électronique développé par PYRAL pour ses contrôles de fabrication, a entraîné leur commercialisation. C'est ainsi que des appareils de contrôle de bandes numériques et analogiques sont d'ores et déjà sur le marché, tandis qu'un centre de rénovation destiné à recontrôler les bandes utilisées par les clients est en cours d'installation à Créteil.

ACCORD FRANCO-ALGÉRIEN POUR LA TÉLÉVISION

Un important accord vient d'être conclu entre la Radiodiffusion-Télévision Algérienne et un Consortium constitué par CSF - Compagnie générale de Télégraphie sans Fil, la Compagnie Française Thomson-Houston-Hotchkiss - Brandt et la Société de Télécommunications radioélectrique et Téléphonique (TRT).

Par cet accord qui fait suite à un échange de lettres effectué en juillet 1966 entre M. Jean de Broglie, Secrétaire d'État aux Affaires Étrangères et M. Redha-Malek, Ambassadeur d'Algérie en France, le Consortium s'est engagé à réaliser d'importants travaux pour la modernisation et l'extension du réseau algérien de télévision. La première tranche des travaux qui comprendra la fourniture de studios, d'équipements de liaisons hertziennes et de trois émetteurs principaux devra être achevée le 15 juin 1967.

Rappelons que c'est également l'Industrie Française qui a équipé les réseaux de télévision de la Tunisie et du Maroc.

ACCORD D'ASSISTANCE TECHNIQUE ENTRE LE LIBAN ET LA CSF

Le 25 novembre, le gouvernement libanais et la CSF ont signé un protocole portant création d'un Centre de formation de spécialistes de l'Industrie électronique au Liban.

Le Centre sera placé sous l'autorité de la Direction de l'Enseignement Technique du Ministère de l'Éducation Nationale. Le but poursuivi est d'aboutir, par une association étroite entre l'enseignement et la production :

— à la formation technique et professionnelle d'agents de maîtrise et de personnel d'exécution pour une industrie libanaise de l'électronique ;

— à la promotion de la dite industrie par la création d'un centre pilote de production dans le domaine grand public des récepteurs de télévision et de radio. A cet effet, le Centre de formation qui sera installé à Dekouaneh sera constitué essentiellement de deux unités :

— une unité d'enseignement théorique,

— une unité témoin de production qui recevra, en stage d'application pratique, les promotions d'élèves en provenance de l'unité d'enseignement.

La CSF apportera son assistance technique à la création du Centre de formation et au fonctionnement de celui-ci dans les années qui suivront.

ACCORD COMMERCIAL ENTRE E.M.I. ELECTRONICS ET THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT

EMI ELECTRONICS Ltd. et la Compagnie THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT ont conclu un accord pour la fourniture en exclusivité au Royaume-Uni et dans d'autres territoires de télécinéma et d'analyseurs de diapositives THOMSON ; il est toutefois prévu la construction de ces matériels en Angleterre, sous licence. Cet accord précise que l'installation de ces équipements peut être faite par EMI Electronics qui en assurera également la maintenance et le service après-vente.

ACCORDS I.T.T. - R.C.A. POUR LA FABRICATION DES TUBES COULEUR

De récents accords ont été conclus entre ITT et RCA pour permettre la fabrication en Europe des tubes sous licence RCA dès l'industrialisation de la télévision en couleur.

CILAS, COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES LASERS

La COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES LASERS (CILAS), Société à Responsabilité Limitée, fondée à égalité de participation

par la Compagnie de SAINT-GOBAIN et la CGE pour fabriquer et vendre tous procédés et appareils destinés à produire et utiliser l'effet laser, vient d'être transformée en Société Anonyme au capital de 5 000 000 F ; l'augmentation a été souscrite à égalité par les deux Groupes.

La Compagnie Industrielle des Lasers s'appuie à la fois sur les importants travaux qui ont permis à la CGE d'obtenir par son Centre de Recherches, dans le domaine des lasers à gaz et des lasers solides, une place de premier rang en Europe et dans le monde, et sur les équipes de recherches qui se consacrent, dans les laboratoires de la Compagnie de Saint-Gobain et de certaines de ses filiales, à l'étude des verres dopés à propriétés spéciales et des cristaux à hautes qualités optiques.

M. Alain WILLK a été appelé à la présidence du Conseil d'Administration et M. Claude-Alain LETORT a été chargé de la Direction de la nouvelle Compagnie.

CRÉATION PAR CGE, CSF, SCHNEIDER ET INTERTECHNIQUE DE LA COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATION

La CGE, et la CSF, d'une part, par le canal de leur filiale commune CITEC, COMPAGNIE POUR L'INFORMATIQUE ET LES TECHNIQUES ÉLECTRONIQUES DE CONTRÔLE, le Groupe SCHNEIDER d'autre part, annoncent la création, le 6 décembre 1966, de la Compagnie Internationale pour l'Informatique - INFI, pour regrouper leurs moyens dans le domaine du traitement de l'information, et de l'informatique en général.

Cette nouvelle société, principal instrument industriel et commercial du Plan Calcul, assure dès maintenant la direction des activités « Informatique » de la CAE, COMPAGNIE EUROPÉENNE D'AUTOMATISME ÉLECTRONIQUE, et de la SEA, SOCIÉTÉ D'ÉLECTRONIQUE ET D'AUTOMATISME. Le chiffre d'affaires correspondant est de 180 millions environ pour l'exercice 1966.

La CAE, dans ses trois domaines principaux d'applications, calcul scientifique, automatisme industriel et « temps réel », et applications militaires et spatiales, a livré en six ans plus de 300 systèmes de traitement de l'information en Europe. La SEA, dont l'activité commerciale est présentement tournée vers les applications spécialisées de gestion dans le secteur des banques, des assurances et des administrations, est, de ce fait, complémentaire de la CAE. Elle a, depuis sa création, produit un nombre équivalent de systèmes de natures diverses, en restant fortement orientée vers les études et la recherche ; ses activités, hors du domaine de l'Informatique, ne sont pas apportées à la nouvelle société.

En juillet dernier, la CAE et la SEA avaient présenté conjointement un plan d'action visant à la mise sur pied d'une industrie française du Traitement de l'Information. Ces propositions ont été un élément des décisions prises par le gouvernement en Conseil Interministériel le 19 juillet. L'action de promotion des Pouvoirs Publics se traduit, notamment sur le plan financier, sous la forme de contrats d'études et de recherche, et d'aides au développement remboursables, pour une période s'étendant entre 1966 et 1971. Depuis fin juillet déjà, les activités de CAE et de SEA étaient coordonnées par un Comité de Direction qui a, en outre, préparé la création d'INFI.

M. MAILLET est gérant d'INFI, créée sous la forme d'une SARL pour être transformée prochainement en une Société Anonyme dont il assurera la présidence.

Le capital initial d'INFI est de 1 000 000 F : 56,40 % pour CITEC (filiale à parts égales de CSF et de CGE), 33,33 % pour le Groupe Schneider et 10,27 % pour les Mines de Kali Ste Thérèse et Intertechnique. Ce capital sera ultérieurement porté aux chiffres nécessaires pour tenir compte des apports respectifs des Groupes, étant entendu que les proportions ci-dessus seront maintenues.

Le Siège Social de la nouvelle société est aux Clayes-sous-Bois (Yvelines).

SONECTRO ET LE RÉSEAU EUROPÉEN DE STATIONS DE TÉLÉMESURE POUR SATELLITE

SONECTRO, filiale de la CSF, va participer aux travaux d'intégration des stations du réseau de télémesure de satellite réalisé par l'ORGANISATION EUROPÉENNE DE RECHERCHES SPATIALES (ESRO). Ce réseau comportera quatre stations situées en Belgique, au Spitzberg, en Alaska et aux Iles Falkland.

Le contrat concernant ces travaux a été confié par l'ESRO à la firme belge SAIT qui a sous-traité à SONECTRO les travaux d'étude, de réalisation de certains équipements et une partie des travaux d'installation.

SONECTRO a, par ailleurs, reçu directement de l'ORGANISATION EUROPÉENNE DE RECHERCHES SPATIALES la mission de réaliser l'intégration du matériel d'équipement de la salle de « traitement de données » du Centre de Contrôle de ce réseau situé à Noordwijk, aux Pays-Bas.

La vocation d'architecte industriel de SONECTRO se confirme comme spécialiste français des installations électroniques complexes ; le CNES l'avait chargé en 1965 de l'installation des stations CSF de télémesure et de télécommande IRIS qui ont suivi la fusée DIAMANT. Elle réimplante aujourd'hui en Grèce la station de Beyrouth de ce réseau et un bâtiment « laser » y sera construit. SONECTRO effectue également le transfert de la station d'Hammaguir, aux Iles Canaries.

COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ ET SOCIÉTÉ HISPANO-ALSACIENNE

Les Conseils d'Administration de la SOCIÉTÉ HISPANO-ALSACIENNE et de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ ont décidé d'établir une collaboration entre les deux Sociétés.

L'intention des deux Sociétés est de faire porter cette collaboration sur tous les domaines d'intérêt commun pour les deux Groupes tout en lui donnant des formes différentes suivant les secteurs d'activité concernés.

Les premières opérations résultant de cette collaboration seront la création d'une filiale commune aux deux Groupes, rassemblant leurs activités de câbleries, et l'établissement d'accords de rationalisation et de spécialisation entre ALCATEL et la Cie INDUSTRIELLE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS (CIT), filiales de HISPANO-ALSACIENNE et de CGE, qui réalisent des matériels de télécommunications.

Les modalités de ces opérations seront soumises aux Conseils d'Administration des Sociétés intéressées.

CRÉATION DE MATREL

MATREL vient récemment de recevoir l'approbation légale du gouvernement français : elle s'occupera des recherches nouvelles et de l'engineering dans le domaine de l'espace.

Créé par la fusion des départements correspondants de TRW de Cleveland et de Los Angeles et des Engins MATRA, la nouvelle Société vient de constituer son premier Bureau.

En sont membres, côté français : MM. Marcel CHASSAGNY, Sylvain FLOIRAT, René CRÉANGE, Jean-Luc LAGARDÈRE et Pierre QUÉTARD.

Côté américain : MM. Ruben F. METTLER, Frederick W. HESSE, Howard N. SACHAR et Phillippe NEWTON.

Le Bureau a désigné comme président M. Lagardère, directeur général de MATRA et comme vice-président et directeur général M. Newton, directeur pour l'Europe de TRW SYSTEMS GROUP.

D'IMPORTANTES PERSONNALITÉS BULGARES VISITENT L'USINE THOMSON, A MOULINS

Une mission bulgare conduite par M. Iwan RADONOV, directeur général de l'UNION ÉCONOMIQUE D'ÉTAT DES INDUSTRIES RADIOÉLECTRONIQUES ET TÉLÉCOMMUNICATIONS, vient de visiter l'usine THOMSON de Moulins, un des premiers centres français de production d'électrophones, de platines tourne-disques et de récepteurs de radiodiffusion. Il était accompagné de M. Todor TODOROV, du COMITÉ DE CONSTRUCTION MACHINES, et Mme Nadejda LAZAROVA, directrice du département « Licences » de la CENTRALE D'ACHAT TECHNICO-EXPORT.

Au cours de cette visite, des pourparlers ont été engagés en vue d'une éventuelle cession de licences pour la construction en Bulgarie de plusieurs types de platines tourne-disques et d'électrophones.

La mission bulgare a apprécié la rigueur des opérations de contrôle dont sont l'objet les matériels fabriqués à Moulins.

LE CENTRE INDUSTRIEL DE LA R.T.C. A EVREUX

Une part importante de l'activité du centre industriel de la RADIOTECHNIQUE-COPRIM (RTC) à Evreux est consacrée à la production des ferrites d'usage électronique : *Ferroxcube* pour circuits magnétiques, *Ferroxdure* pour aimants permanents. Il s'agit vraiment là d'une industrie « lourde » au sein de l'industrie des composants électroniques, puisque le cap des *10000 tonnes de ferrites* produites à Evreux depuis la mise en service de l'usine en 1955 a été atteint en octobre de cette année.

Dans un autre domaine d'activité, le centre industriel d'Evreux attirait à nouveau l'attention sur lui en franchissant le cap des *23 millions de décimètres carrés de circuits imprimés* fabriqués dans ses ateliers.

Ces chiffres donnent une idée du potentiel de production de ce centre qui, en de nombreux domaines, se place au premier rang des centres français de fabrication des composants et sous-ensembles.

M. JACQUES DONTOT PRÉSIDENT DE LA F.N.I.E.

M. Jacques DONTOT, Directeur Général de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT, a été élu Président de la Fédération Nationale des industries électroniques. Il succède à M. Henri DAMELET, Président-Directeur Général de la Radiotechnique qui, à la tête de la Fédération depuis 1944, avait demandé à être déchargé de ses fonctions.

Né en 1915, M. Jacques DONTOT est ancien élève de l'École de Polytechnique, et ingénieur en chef au corps des mines. Vice-Président de la Fédération Nationale des industries électroniques depuis le 14 septembre 1966, il est également :

— Vice-président de la Compagnie des Ferrites électroniques (COFELEC), administrateur de la Société Cockerill Ougrée Providence et de la Compagnie Européenne de Radio et de Télévision.

— Membre de la Commission des Industries de transformation au V° Plan.

— Membre de la Commission permanente de l'Électronique au Plan.

— Président de l'Institut de Contrôle de Gestion.

MONSIEUR HENRI NOZIÈRES PRÉSIDENT DU SITELESC

Le 14 décembre 1966, au cours de la réunion du Conseil d'Administration du Syndicat des Industries de Tubes Électroniques et Semiconducteurs (SITELESC), M. Henri NOZIÈRES a été élu à l'unanimité, président de cet organisme, en remplacement de M. Jean PEYRON.

Personnalité éminente de l'électronique française, M. NOZIÈRES a fait toute sa carrière à LA RADIOTECHNIQUE. Jeune ingénieur diplômé de l'École Supérieure d'Électricité, il entre à cette Société en 1923 ; en 1929, il est Chef du Laboratoire de Recherches « Tubes Électroniques » ; en 1937, il est nommé Directeur de l'usine des tubes électroniques ; en 1953, il prend la direction du Groupe industriel « Tubes Électroniques et Semiconducteurs » mettant sur pied la production des tubes cathodiques et celle des semiconducteurs et implantant en province d'importants laboratoires et usines spécialisés dans ces activités : Chartres en 1953, Dreux en 1956, Caen en 1959 ; en 1963, il devient directeur technique de LA RADIOTECHNIQUE ; enfin, le 1er janvier 1966, il est nommé administrateur-directeur général de LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM (RTC).

D'autre part, M. NOZIÈRES est Conseiller de l'Enseignement Technique. Il siège au Comité de la formation technique supérieure et de la promotion sociale, créé auprès de l'Université de Caen, ainsi qu'au groupe de travail B3 de la Commission permanente de l'électronique au Plan où il assume la présidence du groupe chargé des applications des moyens audiovisuels électroniques à l'enseignement.

PETITES ANNONCES

706 C.

IMPT CENTRE DE RECHERCHES
Banlieue Sud recrute

INGÉNIEURS CONFIRMÉS
CATÉG. II et III

Pr conduite d'études et de réalisation
matériel émission et réception
à 4 et 6 GHZ

INGÉNIEURS
CATÉG. II et III

Pr études et développement circuits
intégrés digitaux et analogiques
UHF - SHF

Adr. CV et prét. n° 26.592 CONTESSE
Publ. 20, Av. Opéra, Paris q. tr.

708 C. Importante Usine du Sud-Est recherche Ingénieur électronicien ayant quelques années de pratique pour un poste de chercheur dans le domaine réducteurs de mesure et protection des réseaux haute tension. Ecrire à la Revue qui transmettra.

709 C.

IMPORTANTE SOCIÉTÉ ÉLECTRONIQUE
SUD de PARIS
(Transport assuré)
recherche pour son service

TRANSMISSION DE DONNÉES
en pleine expansion

INGÉNIEUR
DE TRANSMISSIONS

Ayant plusieurs années d'expérience pratique des réseaux et des matériels de télécommunication (télégraphe et téléphone), aurait principalement à étudier les caractéristiques des liaisons et à en déterminer les éléments constitutifs pour permettre l'élaboration de projets de systèmes de transmission de données.

Adress. Curr. Vitae et prétention à n° 28.457
CONTESSE Publ., 20, av. de l'Opéra, Paris 1er q. tr.

les techniques des MÉMOIRES

texte intégral du

COLLOQUE INTERNATIONAL
SUR LES TECHNIQUES DES MÉMOIRES

Paris 1965

y compris l'exposé de synthèse du Professeur RAJCHMAN

Un volume, relié pleine toile, 15,5 × 24,5 cm, 894 pages, 585 figures. Prix : 250 F en librairie ou chez l'éditeur : 252,70 F, port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS - 6e - CCP Paris 53.35

Table des matières

EXPOSÉS D'INTRODUCTION

Les mémoires et la semiconduction — Les circuits optoélectroniques. — Les mémoires supraconductrices. — Les céramiques magnétiques, les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoires. — L'utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires.

MATÉRIAUX ET PHÉNOMÈNES FONDAMENTAUX

Couches minces. Phénomènes fondamentaux. — Rôle des erreurs instrumentales dans l'évaluation précise de la magnétodynamique des couches minces ferroélectriques. — Quelques nouveaux registres à décalage à couche magnétique mince utilisant le déplacement contrôlé des parois. — Etude et réalisation de mémoires à couches minces ferromagnétiques. — Couplage entre couches magnétiques superposées. — Basculement lent dans les couches couplées. — Application des couches ferromagnétiques couplées aux mémoires magnétiques.

Couches minces. Matériaux — Etude par microscopie électronique du retournement de l'aimantation dans les mémoires à films magnétiques. — Appareils de mesure pour couches minces magnétiques. — Etude de certaines couches ferromagnétiques isotropes. — Etude des modes de fonctionnement d'une mémoire morte utilisant la lecture d'un réseau d'aimants permanents au moyen de couches minces cylindriques. — Couches magnétiques déposées par électrolyse pour la réalisation de mémoires. — Dépôt électrolytique de couches magnétiques minces à couplage parallèle. — Structure des couches et leurs propriétés magnétiques.

Ferrites. — Aperçu de la situation des ferrites à cycle rectangulaire. — Les ferrites à base d'ions lithium en tant que matériaux magnétiques à mémoires.

Optoélectronique. — Mémoires semi-permanentes à diodes et éléments photosensibles. — Mémoires photo électroniques. — Mémoire variable magnétooptique basée sur les propriétés d'un grenat ferromagnétique transparent à sa température de compensation.

Divers. — Pièces détachées à base de tores en ruban mince et autres problèmes de technologie et de matériaux. Mémoire des cibles à conductibilité induite dans les tubes de prise de vue. — Propriétés ferro électriques de $MnYO_3$ en vue de l'application aux mémoires.

COMPOSANTS

Diodes tunnel. — Cellules de mémoire rapide à diodes. — Diodes tunnel de technologie simple pour mémoires rapides. — Conception et construction d'une mémoire de 2048 bits, 120 ns à diodes tunnel.

Eléments à plusieurs trous. — Principe de fonctionnement du biax utilisé comme élément de mémoire. — Comportement dynamique des éléments à ouvertures multiples. — Possibilité de réalisation d'un dispositif à trois trous pour des mémoires associatives.

Couches minces. — Description d'une mémoire à films magnétiques minces. — Elément de couche à lecture non destructive (NDRO) à grande rapidité. — Optimalisation des lignes d'accès pour matrices de mémoires. — Influence des couches minces sur les paramètres des lignes d'accès pour matrices de mémoires.

Supraconducteurs. — La mémoire cryocell supraconductrice de grande capacité et à accès arbitraire. — Etude et réalisation de matrices de mémoires à cryosars. — Caractéristiques principales, marge de fonctionnement des mémoires à plan supraconducteur continu.

Optoélectronique. — Dispositif optoélectronique à mémoire. — Mémoires numériques à condensateurs. — Une nouvelle approche des matrices de mémoire. — Réalisation d'un point de connexion doué de mémoire au moyen d'une triode PNPN au germanium par alliage. — Mémoire électromagnétique à ligne à retard. — Caractéristiques des transistors utilisés pour la commande de mémoires rapides à ferrites. Tensions maximales d'emploi.

DISPOSITIFS ET SYSTÈMES

Mémoires permanentes. — Mémoire 1 µs avec facilités semi-permanentes. — Mémoire à carte métallique à grande capacité. — Mémoires mortes linéaires. — Mémoire permanente à couplages résistifs. — Etude d'une mémoire à couplage inductif.

Couches minces. —Caractéristiques de la mémoire à bâtonnets de 10 MHz. — Mémoire à couche mince magnétique. — Programme de développement d'une mémoire à couche magnétique. — Technique des circuits pour une mémoire à couche mince de 100 ns.

Techniques diverses. — Système décimal de lecture et impression pour des analyseurs d'amplitude utilisant une mémoire à fil magnétostrictive. — Quelques éléments qui influencent la densité d'enregistrement numérique sur le ruban magnétique. — Mémoire électromécanique à billes.

Mémoires à ferrite. — Système original de mémoires économiques. — Une application intéressante des composants multi-trous. — Contrôle du contenu d'une mémoire à tores en ferrite. — Système de commande de mémoire utilisant des terminaisons non-linéaires. — Nouveaux développements dans les mémoires biaxes. — Systèmes de sélection avec tores de basculement. — Système de construction standard pour les mémoires à tores de 2 µs. — Conception d'un système de mémoire à tore de 2 µs à grande capacité. — Mémoire une microseconde à coïncidence.

Concepts d'utilisation. — Influence des techniques de mémoire dans la conception des systèmes à traiter l'information. — Influences réciproques entre la structure des mémoires et les moniteurs de programme. — Traitement de l'information dans les engins spatiaux.

Utilisation des mémoires permanentes. — Mémoires permanentes à bâtonnets de ferrite. Définition de mémoires dans un central téléphonique à grande capacité. — Mémoire capacitive semi-permanente.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. CCP Paris 5335

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
MAY 04 1967

47e ANNÉE - N° 479
FÉVRIER 1967
PRIX : 12 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Voltmètre numérique continu, Vénus 405, produit par la Division Électronique Professionnelle de Schneider Radio-Télévision

■

Colloque international "récepteurs micro-ondes à faible bruit" (2e Partie)

Maser à ondes progressives, Y. DE COATPONT, A. ROBERT. — Stabilité du gain et mesures de température de bruit, J. GRÉMELEON. — Maser à cavité, A. MOLE, M. SOUTIF. — Amplificateur paramétrique pour radioastronomie, J. DELAUNOY, J.C. ANGEL. — Amplificateurs paramétriques, Y. M. HYLTIN. — Bruit dans un amplificateur paramétrique, Y. AYANT, R. CHICAULT. — Amplificateurs paramétriques non dégénérés, L. MATTHAEI. — Amplificateur paramétrique, Fecino, F. CARASSA, G. B. STRACCA. — Mélangeur paramétrique, C. DOLLFUS. — Antennes pour stations de télécommunications spatiales, P. MANDEL, G. ROGER, Y. TOCQUEC. — Antennes en radiométrie hertzienne, E. SPITZ. — Antenne radiométrique, E. SCHANDA. — Optimisation d'une antenne treillis, S. DRABOWITCH. — Influence des facteurs de propagation, M. TRUE, J. VOGE. — Ensemble récepteur-antennes, E. J. BLUM. — Le grand radiotélescope de Nançay, F. BIRAUD.

des économies certaines...

UN NOUVEAU FRÉQUENCEMÈTRE COMPTEUR AUTOMATIQUE

TYPE **HA 300**

avec **préamplificateur** incorporé dans le TIROIR CONVERTISSEUR 520 MHz

0 à **51 MHz** en direct (1 entrée CONTINU, 1 entrée ALTERNATIF) jusqu'à **3 GHz** avec tiroirs Convertisseurs Enfichables.
Jusqu'à **12 GHz** avec Oscillateur de Transfert.

SENSIBILITÉ :
1 mV jusqu'à 50 MHz
10 mV jusqu'à 520 MHz
50 mV jusqu'à 3 GHz
avec préamplificateur-convertisseur type HAF 600

QUARTZ PILOTE : Stabilité :
2.10^{-9} par heure, 5.10^{-9} par jour, 5.10^{-8} par semaine.

MÉMORISATION DES RÉSULTATS :
Commande de porte automatique, manuelle ou extérieure.
Mesures des fréquences, des périodes, des durées, des rapports de fréquences.

UTILISATION : Compteur totalisateur, standard de fréquences, chronomètre, quotientmètre, diviseur BF, etc...

***Autres dispositifs auxiliaires :** Enregistreur imprimant décimal type BG 200 - Convertisseur digital analogique type HDA 100 - Transcripteur pour imprimante ADDO-X, etc...*

50 MHz à 520 MHz

TYPE HAF 600

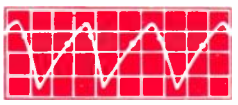
300 MHz à 3 GHz

TYPE HAF 700

MESURE DES DURÉES 1 µs à 10^{6} s

TYPE HAT 300

Dispositif de surbrillance



AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH 3110

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE · INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 5 250.000 F

18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél 923-08-00

Télex 25 705

Adresse télégraphique
Feritrappes - France

Délégation régionale
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tel 42 11 88

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

47e année — Février 1967 — 12 F

N° 479

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 250-88-04 et 05.
(voir dernière page)

*

Sur notre couverture

Vénus 405, voltmètre statistique à 5 chiffres (100 mesures par seconde). Calibres 1, 10, 100 et 1 000 V. Polarité automatique. Précision 3. 10^{-4}. Résolution : 10^{-4}. Impédance d'entrée: 10 M Ω. Sorties codées : 1.2.4.8.

Le Vénus 405 est présenté en coffret de 225×200×345 mm ou en 4/8 de tiroir 4 unités au standard 19".

Division Electronique Professionnelle de Schneider R. T. - 12, rue Louis Bertrand, 94-Ivry - Tél 482.43.87+

SOMMAIRE

Colloque international « récepteurs micro-ondes à faible bruit » 2ème Partie

Maser (suite)

Etude d'un maser à onde progressive de 8 mm de longueur d'onde. Y. DE COATPONT et A. ROBERT 165

Influence de la stabilité du gain sur les mesures de température de bruit. J. GRANGEON 178

Etude et réalisation d'un maser à cavité fonctionnant à $\lambda = 4$ mm. A. MOLÉ et M. SOUTIF 183

Amplificateurs paramétriques

Amplificateurs paramétriques à grande stabilité de gain pour la radioastronomie. J. DELANNOY et J.C. RIBES 192

L'étude des amplificateurs paramétriques. T.M. HYLTIN 203

Calcul du bruit dans un amplificateur paramétrique par une méthode classique approchée, justification de la méthode par les fonctions aléatoires. Y. AYANT, R. CHICAULT 221

Amplificateurs paramétriques non dégénérés. L. MATTHAEI 233

Amplificateur à faible bruit de la station au sol de Fucino. F. CARASSA, G.B. STRACCA 235

Mélangeur paramétrique à double pompe pour antenne de réception faible bruit à multipinceaux. C. VERGNOLLE 241

Antennes et radioastronomie

Bruits cosmiques en micro-ondes. A. BOISCHOT 252

Une antenne à fort gain et faible température de bruit pour station de télécommunications spatiales. P. MANDEL, G. ROGER, Y. TOCQUEC 258

Techniques nouvelles des antennes en radiométrie hertzienne. E. SPITZ 266

Discriminateur de sources de radiations rectangulaires et circulaires de grande étendue au moyen d'antennes radiométriques. E. SCHANDA 277

Optimisation d'une antenne froide par l'emploi de sources multimodes. S. DRABOWITCH 281

Influence des facteurs de propagation sur la température de bruit d'un récepteur aux hyperfréquences. M. THUÉ et J. VOGE 294

L'ensemble récepteurs-antennes en radioastronomie. E.J. BLUM 299

Sources primaires pour le grand radiotélescope de Nançay. F. BIRAUD 302

Antenne lacunaire. G. LE COZ et B. ECOTIÈRE 306

Correspondance 313

Informations. Documentation technique, communiqués 323

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.)
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET
J. DUMONT, Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F DU CASTEL	M. A. BUISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

Les *membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

MASER ★ RUTILE ★ AMPLIFICATEUR ★ HYPERFRÉQUENCE ★ FAIBLE BRUIT

ETUDE D'UN MASER A ONDE PROGRESSIVE DE 8 mm DE LONGUEUR D'ONDE, par Y. de COATPONT et S. ROBERT. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 165-177).

Un maser fonctionnant dans la bande de 8 mm de longueur d'onde a été mis au point. La structure utilisée est de type à onde progressive et le matériau actif est un monocristal de rutile (TiO_2) dopé au fer trivalent.

Le pompage, de type push-pull, est effectué dans la bande de 4 mm de longueur d'onde. Le champ magnétique appliqué est de 10 000 Oe. La structure est rendue unidirectionnelle grâce à un isolateur à ferrite incorporé. Dans la gamme de fréquence allant de 34 à 36 GHz, un gain net de 26 dB environ est obtenu dans une bande passante de 30 MHz ; la température de bruit du maser est inférieure à 50 °K.

Cet amplificateur, destiné à être incorporé dans un récepteur radiométrique, va permettre d'améliorer d'un ordre de grandeur la sensibilité qu'il est possible d'obtenir à l'aide d'un récepteur classique.

RÉCEPTEUR HYPERFRÉQUENCE ★ MASER ★ TEMPÉRATURE DE BRUIT ★ SOURCE DE BRUIT ★ MÉTHODE ET PRÉCISION DE MESURE ★ STABILITÉ DE GAIN

INFLUENCE DE LA STABILITÉ DU GAIN SUR LES MESURES DE TEMPÉRATURE DE BRUIT, par J. GRANGEON. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 178-182).

L'article comporte une discussion sur les méthodes de mesure des températures de bruit des récepteurs hyperfréquence. L'auteur étudie la précision des mesures dans le cas des récepteurs à très faible bruit et donne le choix de la méthode et des sources les mieux adaptées. Il donne, pour finir, un calcul sur l'influence de la stabilité des gains.

MASER ★ HYPERFRÉQUENCES

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN MASER A CAVITÉ FONCTIONNANT à $\lambda = 4$ mm, par A. MOLÉ et M. SOUTIF. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 183-191).

Si grâce à leur simplicité, les amplificateurs paramétriques présentent la solution idéale en ondes centimétriques, il n'est pas certain qu'ils soient réalisables dans le domaine des ondes millimétriques.

La seule solution reste celle offerte par les masers et c'est pourquoi les auteurs entreprennent dans cet article la description d'un maser à cavité fonctionnant à une longueur d'onde de 4 mm.

RADIOASTRONOMIE ★ AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES ★ STABILITÉ DE GAIN

AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A GRANDE STABILITÉ DE GAIN POUR LA RADIOASTRONOMIE, par J. DELANNOY et J.C. RIBES. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 192-202).

Les auteurs étudient les amplificateurs paramétriques pour la radioastronomie en prenant, comme point de départ, ce qui a été réalisé pour le grand radiotélescope de Nançay.

La température de bruit du paramétrique pourrait se situer aux environs de 35 °K ou même moins.

Le rapport signal/bruit étant très faible, les intégrations atteignent une heure, ce qui nécessite une grande stabilité du gain, pour l'amplificateur paramétrique, on demandera 1 °/₀₀ sur une heure.

Pour obtenir ce résultat, on doit se tenir à un fonctionnement situé à l'optimum de la température de bruit : les auteurs indiquent les moyens qu'ils ont utilisés pour y parvenir.

VARACTORS ★ AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES ★ FAIBLE BRUIT ★ HYPERFRÉQUENCES

ÉTUDE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES, par T.M. HYLTIN. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 203-220).

Après avoir étudié les différentes caractéristiques des varactors et leurs techniques de fabrication, l'auteur donne le schéma du circuit équivalent et les équations correspondantes.

Il détermine les qualités du varactor qui le désignent tout spécialement pour l'amplification paramétrique hyperfréquence à faible bruit.

L'auteur étudie ensuite les circuits de l'amplificateur paramétrique et donne des exemples de montage avec un ou deux varactors. Il termine par des applications numériques.

AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE ★ FACTEUR DE BRUIT

CALCUL DU BRUIT DANS UN AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE PAR UNE MÉTHODE CLASSIQUE APPROCHÉE. JUSTIFICATION DE LA MÉTHODE PAR LES FONCTIONS ALÉATOIRES, par Y. AYANT et R. CHICAULT. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 221-232).

Dans la première partie, on rappelle brièvement le calcul du facteur de bruit avec des hypothèses simplificatrices (filtres parfaits), puis on montre une amélioration possible de la méthode dans le cas réel (filtre non parfaits). Une comparaison est faite numériquement dans un cas concret.

Dans la deuxième partie, on traite un cas de circuit simple par deux méthodes :

1° concept des fonctions aléatoires

2° extension de la méthode de la première partie.

On montre que cette dernière converge vers celle des fonctions aléatoires en considérant un spectre étendu. Ceci justifie, a posteriori, le principe de la méthode de calcul de la première partie.

Une analyse numérique est faite pour montrer l'influence des paramètres du circuit. Les conditions de convergence des calculs en sont déduites ainsi que les conséquences qui en résultent, quant à la précision, pour la première partie.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

RADIO-ASTRONOMY ★ PARAMETRIC AMPLIFIERS ★ GAIN STABILITY

PARAMETRIC AMPLIFIERS OF HIGH GAIN STABILITY FOR RADIO-ASTRONOMY, by J. DELANNOY and J.C. RIBES. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 192-202).

The writers discuss parametric amplifiers for radio-astronomy taking as a starting point for their discussion those which have been designed for the big radio telescope at Nançay.

The noise temperature of the parametric can be around 35 °K or even less. The signal-noise ratio being very low, the integrations last an hour which makes necessary a high stability of gain in the parametric amplifier and 1 % per hour is necessary.

To obtain this result, operation has to be held at the optimum of the noise temperature. The writers show the means which they have used to achieve this.

VARACTORS ★ PARAMETRIC AMPLIFIERS ★ LOW NOISE ★ HYPERFREQUENCIES

THE STUDY OF PARAMETRIC AMPLIFIERS, by T.M. HYLTIN. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 203-220).

After an examination of the different characteristics of varactors and the method in which they can be constructed, the writer gives a diagram of the equivalent circuit and the corresponding equations.

He sets out the qualities of the varactor which make it particularly suitable for hyperfrequency low-noise parametric amplification.

The writer then examines the circuits of the parametric amplifier and gives some examples of assembly with one or two varactors. He ends by some numerical applications.

PARAMETRIC AMPLIFIER ★ NOISE FACTOR

CALCULATION OF NOISE IN A PARAMETRIC AMPLIFIER BY AN APPROXIMATION TO THE CONVENTIONAL METHOD AND JUSTIFICATION OF THE METHOD BY RANDOM FUNCTIONS, by Y. AYANT and R. CHICAULT. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 221-232).

In the first part there is a brief recapitulation of the calculation of noise factor with simplifying hypotheses (perfect filters). Then an explanation is given of a possible improvement of the method in the practical case (imperfect filters). A numerical comparison is made in relation to a particular example. The second part deals with a simple circuit instance by two methods :

1° The concept of random functions,

2° An extension of the method of the first part.

It is shown that the latter converges towards that of random functions when an extended spectrum is considered. This justifies the principle of the method of calculation in the first part.

A numerical analysis is given to show the influence of the circuit parametres. In this way the conditions of the convergence of the calculations are reduced, as well as the consequences which result in relation to accuracy for the first part.

MASER ★ RUBY-AMPLIFIER ★ HYPERFREQUENCY ★ LOW NOISE

ACCOUNT OF A PROGRESSIVE WAVE MASER AT A WAVELENGTH OF 8 MM, by Y. de COATPONT and A. ROBERT. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 165-177).

A maser has been developed which operates in the 8 mm waveband. The arrangement used is the progressive wave type and the active material is a ruby crystal (TiO_2) doped with trivalent iron.

The pump of the push-pull type is carried out in the 4 mm waveband. The applied magnetic field is one of 10,000 Oe. The structure is made unidirectional by means of the inclusion of a ferrite screen. In the frequency range from 34 to 36 GHz, a net gain of around 26 dB is obtained for a pass band of 30 MHz. The noise temperature of the maser is lower than 50 °K.

This amplifier, intended to be included in a radiometry receiver, is going to improve substantially the sensitivity which it is possible to obtain with a conventional receiver.

HYPERFREQUENCY RECEIVER ★ MASER ★ NOISE TEMPERATURE ★ NOISE SOURCE ★ METHOD AND PRECISION OF MEASUREMENT ★ GAIN STABILITY

INFLUENCE OF GAIN STABILITY ON NOISE TEMPERATURE MEASUREMENT, by J. GRANGEON. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 178-182).

The article contains a discussion on the methods of measurement of noise temperatures in hyperfrequency receivers. The writer examines the accuracy of measurement in the instance of low noise receivers and gives a choice of the method and the sources which are most suitable. He concludes by a calculation of the influence of gain stability.

MASER ★ HYPERFREQUENCIES

DESIGN AND CONSTRUCTION OF A CAVITY MASER OPERATING AT A WAVELENGTH OF A $\lambda = 4$ mm, by A. MOLÉ and M. SOUTIF. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 183-191).

Although because of their simplicity, parametric amplifiers provide the ideal solution in centimetric wavelengths, it is by no means certain that they can be provided in the field of millimetric waves.

The only solution remains that offered by masers and that is why the writers have concerned themselves in this article with a description of a cavity maser operating at a wavelength of 4 millimetres.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES NON DÉGÉNÉRÉS ★ LARGE BANDE ★ MICRO-ONDES

AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES NON DÉGÉNÉRÉS, par L. Matthaei. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 233-234).

La conférence qu'il a prononcée au cours du Colloque International des récepteurs micro-ondes à faible bruit ayant déjà fait l'objet de publications dans des revues américaines, l'auteur n'en donne qu'un court résumé accompagné d'une abondante bibliographie.

STATION AU SOL DE FUCINO ★ ÉCOUTE D'EARLY BIRD ★ AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE FAIBLE BRUIT ★ AMPLIFICATEUR A DIODE TUNNEL

AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT DE LA STATION AU SOL DE FUCINO, par F. Carassa et G.B. Stacca. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 235-240).

Dans cet article, les auteurs décrivent les amplificateurs à faible bruit utilisés à Fucino pour l'écoute du satellite de télécommunications Early Bird.

L'ensemble comporte deux amplificateurs paramétriques identiques montés en cascade mais le premier seul est refroidi à l'hélium liquide, le second est à la température ambiante. Un amplificateur à diode tunnel est intercalé entre les amplificateurs paramétriques et le récepteur conventionnel. L'ensemble est thermostaté.

ANTENNES MULTIPINCEAUX ★ MÉLANGEURS A DOUBLE POMPE ★ GRAND GAIN ★ FAIBLE BRUIT ★ HYPERFRÉQUENCES

MÉLANGEUR PARAMÉTRIQUE A DOUBLE POMPAGE POUR UNE ANTENNE DE RÉCEPTION A FAIBLE BRUIT ET A MULTIPINCEAUX, par C. Vergnolle. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 241-251).

L'antenne à multipinceaux, objet de cette étude, est constituée par un réseau de sources élémentaires recevant d'une direction 0 un signal de fréquence f_s, suivies chacune d'un mélangeur paramétrique alimenté par un même oscillateur local ou « pompe » à travers des lignes de longueur D_p. Les sorties des mélangeurs sont ensuite regroupées en phase vers un récepteur unique. Si on applique simultanément deux fréquences de « pompe » proches f_p et $f_p + sf_p$, on montre que les différentes combinaisons de fréquences de sorties $f_p + msf_p \pm f_s$ sont en phase à la sortie des mélangeurs pour des directions de rayonnement distantes de $m\Delta\theta$ ($\Delta f_p \cdot D_p$).

L'étude théorique et expérimentale des mélangeurs à double pompe du type « down converter » établit la possibilité d'obtenir simultanément un gain important sur un nombre fini de combinaisons de fréquences de sortie avec un faible facteur de bruit et des précisions d'amplitude et de phase compatibles avec la précision exigée par les antennes réseaux.

TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES ★ ANTENNE CASSEGRAIN ★ GRAND GAIN ★ FAIBLE BRUIT ★ ÉTUDE PAR MODÈLE RÉDUIT

UNE ANTENNE A FORT GAIN ET FAIBLE TEMPÉRATURE DE BRUIT POUR STATION DE TÉLÉCOMMUNICATIONS SPATIALES, par P. Mandel, G. Roger et Y. Tocquec. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 258-265).

Les auteurs décrivent les phases successives de l'étude radioélectrique d'une antenne parabolique du type Cassegrain destinée aux télécommunications par satellites. L'étude théorique est complétée par des mesures de gain et des relevés de diagrammes de rayonnement effectués sur un modèle à échelle réduite de l'antenne définitive. Les résultats de ces mesures concordent avec les prévisions et montrent qu'une antenne de ce type constitue une des solutions possibles au problème des antennes à faible température de bruit.

BRUITS COSMIQUES ★ HYPERFRÉQUENCES ★ RADIOSOURCES

BRUITS COSMIQUES EN MICRO-ONDES, par A. Boichot. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 252-257).

Avec l'apparition des récepteurs à faible bruit il est intéressant de faire l'inventaire des différentes sources de bruit qui peuvent être captés par l'antenne : bruits naturels d'origine terrestre et extraterrestre, bruits galactiques, bruits d'origine solaire, lunaire, planétaire, les radiosources galactiques et extragalactiques.

ANTENNES RADIOMÉTRIQUES ★ TRAITEMENT DES SIGNAUX ★ SYSTÈME A CORRÉLATION ★ CROIX DE MILLS AÉROPORTÉE

TECHNIQUES NOUVELLES DES ANTENNES EN RADIOMÉTRIE HERTZIENNE, par E. Spitz. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 266-276).

L'article discute la technique des antennes radiométriques *et le* traitement *de leurs* signaux *en vue d'une cartographie aérienne du sol.*

On compare des systèmes classiques avec des systèmes à corrélations, *en particulier du point de vue des lobes secondaires, de la réduction de la largeur du lobe et de la sensibilité de détection.*

Un exemple d'un système aéroporté est étudié.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

GROUND STATION AT FUCINO ★ RECEPTION OF EARLY BIRD ★ LOW-NOISE PARAMETRIC AMPLIFIER ★ DIODE TUNNEL AMPLIFIER

LOW-NOISE AMPLIFIER AT THE GROUND STATION OF FUCINO, by F. Carassa and G.B. Stacca. L'Onde Electrique. FEB. 1967 (pp. 235-240).

In this article the writers describe the low-noise amplifiers used at Fucino for reception of the telecommunications satellite Early Bird.

The arrangement involves two identical parametric amplifiers operating in cascade but the first only is cooled by liquid helium, the second being at ambient temperature. A tunnel diode amplifier is interposed between the parametric amplifiers and the conventional receiver. The assembly is temperature controlled.

NON-DEGENERATIVE PARAMETRIC AMPLIFIERS ★ WIDE BAND ★ MICROWAVE

NON-DEGENERATIVE PARAMETRIC AMPLIFIERS, by L. Matthaei. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 233-234).

The writer gives only a short resume accompanied with a generous bibliography because the address which he gave during the International Symposium on low noise microwave receivers has already attracted publicity in the American journals.

TELECOMMUNICATIONS BY SATELLITES ★ CASSEGRAIN ANTENNA ★ HIGH GAIN ★ LOW NOISE ★ EXAMINATION BY REDUCED MODEL

A HIGH GAIN AND LOW NOISE TEMPERATURE ANTENNA FOR A SPACE COMMUNICATIONS STATION, by P. Mandel, G. Roger and Y. Tocquec. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 258-265).

The writers describe the successive phases of the radioelectric design study for a parabolic antenna of the Cassegrain type intended for telecommunication by satellites. The theoretical account is rounded off by measurements of gain and the taking of radiation diagrams on a model of the final antenna at reduced scale. The results of these measurements agree with the forecasts and show that an antenna of this type provides one of the possible solutions to the problem of low-noise temperature antennas.

MULTY-SPUR ANTENNAS ★ DOUBLE-PUMP MIXERS ★ HIGH GAIN ★ LOW NOISE ★ HYPER-FREQUENCIES

PARAMETRIC DOUBLE-PUMP MIXER FOR A MULTI-SPUR LOW-NOISE RECEIVING AERIAL, by C. Vergnolle. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 241-251).

The multi-spur antenna with which this account is concerned is made up of a network of elementary sources receiving from a direction θ a signal of frequency f_s, each being followed by a parametric mixer fed by a common local oscillator or pump through lines of length D_p. The outputs from the mixers are then re-grouped in phase towards a single receiver. If one applies simultaneously two close pump frequencies f_p and f_p+sf_p, it can be shown that the different frequency combinations at the output $f_p+ m sf_p \pm f_s$ are in phase at the output of the mixers for directions of distant radiation given by $m\Delta\theta(\Delta f_p . D_p)$.

The theoretical and experimental study of double-pump mixers of the « down convector » type shows the possibility of obtaining simultaneously a significant gain on a finite number of output frequency combinations with a low noise level and accuracy of amplitude and of phase compatible with the output accuracy of the network antennas.

RADIOMETRY ANTENNAS ★ THE TREATMENT OF SIGNALS ★ AN AIRBORNE CROSS REFERENCE SYSTEM

NEW TECHNIQUES IN RADIOMETRY ANTENNAS, by E. Spitz. L'Onde Electrique, FEB. 1967. (pp. 266-276).

The article discusses the technique of radiometry antennas and the treatment of their signals in relationship to aerial mapping of the ground.

A comparison is given of conventional systems with correlating systems, particularly from the point of view of secondary loads, in the reduction and the size of the load and the sensitivity of detection.

An example of an airborne system is studied.

COSMIC NOISE ★ HYPERFREQUENCIES ★ RADIO SOURCES

COSMIC NOISE AND MICROWAVES, by A. Boichot. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 252-257).

With the appearance of receivers having very low noise levels, it is a matter of interest to list the various kinds of noise which may be intercepted by the antenna. They include natural noise of terrestrial and extra-terrestrial origin, galactic noise, noise of solar origin, originating from the moon, of planetary origin and from radio sources within the galaxy and extra galactic.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

RADIOASTRONOMIE ★ ANTENNES PARABOLIQUES

DISCRIMINATION DE SOURCES RAYONNANTES RECTANGULAIRES ET CIRCULAIRES DE GRANDE ÉTENDUE AU MOYEN D'ANTENNES RADIOMÉTRIQUES, par E. SCHANDA. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 277-280).

L'homogénéité et la largeur limite des diagrammes des antennes de réception interviennent dans les courses pour lesquelles les contrastes brusques des sources de radiation de grande étendue apparaissent floues.

La forme du lobe principal des diagrammes des antennes à grand réflecteur parabolique de symétrie axiale — telle que celles utilisées en Radio Astronomie et en Radiométrie — peut être représentée approximativement par une courbe de Gauss.

On établit l'expression du diagramme de réception résultant concernant les antennes possédant cette forme de lobe principal.

L'intégration est effectuée, en particulier, dans les cas de surfaces de rayonnement rectangulaire et circulaire homogènes.

Les résultats du calcul sont vérifiés expérimentalement en prenant le soleil comme source de rayonnement.

RADIOTÉLESCOPES ★ RECHERCHE DE L'OPTIMISATION ★ CHOIX RÉCEPTEUR ANTENNE

L'ENSEMBLE RÉCEPTEURS-ANTENNES EN RADIOASTRONOMIE, par E.J. BLUM. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 299-301).

La Radioastronomie s'est intéressée, dès son origine, aux récepteurs à faible bruit. Mais à présent, les radiotélescopes sont devenus des instruments complexes qu'il faut chercher à optimiser pour un type d'observation déterminé.

Ainsi la confusion peut limiter la sensibilité dans certains cas, plus que le bruit du récepteur. Dans d'autres circonstances, l'emploi de récepteurs et d'antennes simples mais nombreux est recommandable. Quelquefois on peut jouer sur la permanence des émissions des objets célestes dans le temps pour obtenir par synthèse leur image.

Les divers systèmes de radiotélescopes sont passés en revue, et on montre qu'on peut souvent fixer un choix assez précisé pour résoudre un certain problème, mais en considérant toujours récepteur et antenne ensemble.

ANTENNE FROIDE ★ FACTEUR DE QUALITÉ ★ ILLUMINATION ★ SOURCES MULTIMODES

OPTIMISATION D'UNE ANTENNE FROIDE PAR L'EMPLOI DE SOURCES MULTIMODES, par S. DRABOWITCH. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 281-293).

Dans la première partie de cet exposé, après avoir défini le facteur de qualité d'une antenne par le rapport entre son facteur de gain et la température totale de bruit du récepteur (température d'antenne et température du récepteur proprement dit), l'auteur aborde le problème suivant : étant donné un réflecteur parabolique orienté au zénith et une ouverture primaire de diamètre fini, trouver la loi d'illumination de cette ouverture qui conduit au facteur de qualité maximal.

Après avoir déterminé cette loi dans divers cas, l'auteur aborde, dans la seconde partie, l'étude des méthodes permettant d'approximer de telles lois au moyen de sources primaires du type « multimodes ». Il rappelle le principe de fonctionnement de ces sources et donne la description et les performances de quelques-unes d'entre elles.

ANTENNE MULTIMODE ★ NANÇAY (RADIOTÉLESCOPE) ★ OBSERVATIONS ★ HOGHORN MODES SUPÉRIEURS ★ MODEURS

SOURCES PRIMAIRES POUR LE GRAND RADIOTÉLESCOPE DE NANCY, par F. BIRAUD. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 302-305).

Application pratique des principes exposés par S. DRABOWITCH *pp. 285-297 de ce numéro de* l'Onde Electrique *dans sa communication sur l'optimalisation d'une antenne froide par l'emploi de sources multimodes, la conférence de* F. BIRAUD *traite de la réalisation des cornets primaires multimodes du radiotélescope de Nançay qui sont sensibles aux deux polarisations et collectent au foyer de l'appareil l'énergie qu'il reçoit.*

FACTEURS DE PROPAGATION ATMOSPHÉRIQUE ★ BRUITS RECUEILLIS PAR L'ANTENNE ★ CHOIX DU RÉCEPTEUR HYPERFRÉQUENCE

INFLUENCE DES FACTEURS DE PROPAGATION SUR LA TEMPÉRATURE DE BRUIT D'UN RÉCEPTEUR AUX HYPERFRÉQUENCES, par M. THUÉ et J. VOGE. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 294-298).

On rappelle comment les facteurs de propagation dans l'atmosphère terrestre contribuent au bruit recueilli par l'antenne associée à un récepteur fonctionnant dans la gamme hyperfréquence : bruit lié à l'absorption par les gaz de l'air et par les formations météorologiques, influence des radomes. On indique la température de bruit qui en résulte dans les cas usuels, afin de guider dans le choix de l'étage d'entrée du récepteur.

ANTENNES RÉSEAUX

ANTENNE « LACUNAIRE », par G. Le COZ et B. ECOTIERE. L'Onde Electrique, FÉV 1967 (pp. 306-312).

Les auteurs présentent une méthode pour déterminer les antennes réseaux dont les sources sont disposées sur des cercles concentriques.

Le calcul et les essais d'une maquette de 32 sources sont succinctement exposés.

Les diagrammes de rayonnements obtenus pour une inclinaison du pinceau principal (par rapport à la normale du réseau) de 0°, 10°, 20° et 30° sont ensuite donnés.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RADIO TELESCOPES ★ RESEARCH FOR OPTIMISATION ★ THE CHOICE OF RECEIVER AERIAL

ASSOCIATION OF RECEIVERS AND ANTENNAS IN RADIO-ASTRONOMY, by E.J. BLUM. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 299-301).

Radio astronomy has been concerned from its beginning with low noise receivers. At present radio telescopes have become complex devices where it is necessary to seek an optimum arrangement for a particular type of observation.

Thus blurring can limit the sensitivity in some instances more than receiver noise. In other circumstances the use of simple but numerous antennas and receivers is to be recommended. Sometimes one can make use of the stability of the emission of celestial objects with time to obtain their image by synthesis.

The various radio telescope systems are reviewed and it is shown that one can often make a fairly precise choice to meet a particular problem but always taking the receiver and the antenna into consideration together.

MULTIMODE ANTENNA ★ NANÇAY (RADIO TELESCOPE) ★ OBSERVATIONS ★ UPPER HOGHORN MODES ★ MODE DEVICES

PRIMARY SOURCES FOR THE LARGE RADIOTELESCOPE AT NANÇAY, by F. BIRAUD. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 302-305).

A practical application of the principles set out by S. DRABOWITCH on pages 285 to 297 of this issue of *L'Onde Electrique* in his paper on the optimalisation of an antenna by the use of multimode sources. The contribution by F. BIRAUD deals with the design of primary multimode horns of the Nançay radiotelescope, which are sensitive to two polarisations and assemble at the input of the equipment the energy which it receives.

ANTENNA NETWORKS

GAPPED ANTENNA, by G. LE COZ and B. ECOTIÈRE. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 306-312).

The writers describe a method for designing antenna networks where the sources are disposed on concentric circles.

The calculation and the trials of a network of 32 sources are briefly explained. The radiation diagrams obtained for a slewing of the principal beam (in relation to normal of the network) of 0°, 10°, 20° and 30° are then given.

RADIO-ASTRONOMY ★ PARABOLIC ANTENNAS

DISCRIMINATION OF RECTANGULAR AND CIRCULAR RADIATING SURFACES OF LARGE EXTENT BY MEANS OF RADIOMETRY ANTENNAS, by E. SCHANDA. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 277-280).

The uniformity and the width of antenna reception diagrams are involved in operations where the sharp contrasts of radiation sources of large extent appear blurred. The shape of the principal lobe in the polar diagrams of aerials using a large parabolic reflector symmetrical about an axis — such as those used in radio-astronomy and radiometry — can be represented approximately by a Gaussian curve.

An expression for the resulting reception diagram is developed for antennas possessing that kind of principal lobe.

The integration is made particularly for the instances of radiation surfaces which are rectangular and uniformly circular.

The results of the calculation are proved experimentally taking the sun as a source of radiation.

COLD ANTENNA ★ QUALITY FACTOR ★ ILLUMINATION ★ MULTIMODE SOURCES

OPTIMISATION OF A COLD ANTENNA BY THE USE OF MULTIMODE SOURCES, by S. DRABOWITCH. L'Onde Electrique, FEB. 1967, (pp. 281-293).

In the first part of this account, after having defined the quality factor of an antenna by the relationship between its gain factor and the total received noise (antenna temperature and receiver temperature), the writer poses the following problem.

Given a parabolic reflector orientated to the zenith and a primary opening of finite diameter, find the law for the illumination of that opening which leads to the highest quality factor.

After having worked out this law in various instances, the writer goes on, in the second part, with a study of methods which permit an approximation to such laws by means of primary sources of the multimode type. He recalls the principle of operation of these sources and gives a description and performance of some among them.

ATMOSPHERIC PROPAGATION FACTORS ★ NOISE RECEIVED BY THE ANTENNA ★ CHOICE OF HYPERFREQUENCY RECEIVER

THE INFLUENCE OF PROPAGATION FACTORS ON THE NOISE TEMPERATURE IN A HIGH FREQUENCY RECEIVER, by M. THUÉ and J. VOGE. L'Onde Electrique, FEB. 1967 (pp. 294-298).

There is first an account of how propagation factors in the earth's atmosphere contribute to the noise received by the antenna associated with a receiver operating in the hyperfrequency range. This is noise associated with absorption by the gases present in the air and by meteorological formations. An indication is given of the noise temperature which results in the usual instances as a means towards guiding the choice of the input stage in the receiver.

WRH

ÉTUDE D'UN MASER A ONDE PROGRESSIVE DE 8 mm DE LONGUEUR D'ONDE

PAR

Y. DE COATPONT et A. ROBERT

Département C.E.P.C.A.
de la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil

1. Introduction

En 1960, le Département de Physique Appliquée de la C.S.F. réalisait l'un des premiers amplificateurs français de type maser. Cet amplificateur, utilisant comme matériau actif un cristal de rubis, placé dans une cavité résonnante, fonctionnait aux environs de 9 GHz.

Depuis, compte tenu de l'intérêt prometteur de la radiométrie millimétrique d'une part et de l'expérience acquise dans cette technique moderne d'autre part, il est devenu indispensable de développer des amplificateurs à très faible température de bruit dans ce domaine de longueurs d'ondes. En conséquence, la C.S.F. a fourni une participation importante à l'étude d'un maser fonctionnant à 4 mm de longueur d'onde, entreprise à l'Université de Grenoble; simultanément, dans ses laboratoires de recherche de Corbeville, cette même compagnie a entrepris la réalisation d'un maser utilisant du rutile comme matériau actif et fonctionnant à 8 mm de longueur d'onde. Ce sont les travaux d'études préliminaires à cette réalisation qui font l'objet du présent article.

Pour obtenir les meilleures performances possibles notamment un produit (gain) × (bande passante) élevé, deux solutions ont été envisagées.

La première consiste à coupler plusieurs cavités [1] ; mais cette solution n'est pas particulièrement bien adaptée au matériau utilisé en raison de la valeur élevée de sa constante diélectrique et de la variation très importante de celle-ci en fonction de la température ; aussi n'a-t-elle pas été retenue.

La deuxième solution consiste en une amplification progressive de l'onde ; dans ce cas, on bénéficie d'un produit (gain) × (bande passante) élevé et d'une grande stabilité de gain ; de plus, une telle structure non résonnante ne nécessite pas de réglages, toujours délicats à effectuer dans le bain d'hélium liquide.

L'orientation vers cette dernière solution a semblé la plus prometteuse. Ainsi, après avoir déterminé et vérifié les conditions d'utilisation du matériau (champ magnétique, fréquence de pompe), étudié la variation des différents paramètres en fonction de la concentration, une maquette a été réalisée. Tous les éléments se trouvent ainsi réunis pour permettre la réalisation d'un amplificateur à faible bruit destiné à des mesures radiométriques.

2. Considérations générales

2.1. Choix du matériau

En raison de la valeur peu élevée de son écart de niveaux en champ nul, le rubis ne peut plus convenir, en fonctionnement continu, au-delà de 10 GHz.

Le seul matériau actuellement connu susceptible d'être utilisé aux longueurs d'ondes millimétriques est le rutile TiO_2 dopé, soit au fer, soit au chrome. La possibilité d'obtenir une inversion de population avec ce matériau a été mise en évidence dans de nombreux laboratoires, généralement à l'aide de structures expérimentales à cavité [2 à 8]. Récemment, AIL a annoncé la réalisation d'un maser opérationnel à onde progressive à 8 mm de longueur d'onde utilisant du rutile dopé au chrome [9].

Il n'y a pas de raison vraiment déterminante pour choisir le chrome plutôt que le fer comme ion paramagnétique et c'est finalement le rutile dopé au fer qui a été retenu.

2.2. Conditions d'utilisation

Les niveaux Zeeman constituant le spectre de l'ion fer trivalent dans le rutile dépendent de la valeur du

(1) Cette étude a pu être entreprise grâce au financement de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais (D.R.M.E.).

champ magnétique appliqué H_0 et de son orientation par rapport aux axes du cristal. Cette orientation sera repérée par les coordonnées sphériques classiques θ_0, φ_0 dans le système défini de la façon suivante (fig. 1) : l'axe Oz est confondu avec l'axe optique du cristal (axe [001]) ; les axes Ox et Oy sont respectivement les axes [110] et [1$\bar{1}$0] du cristal.

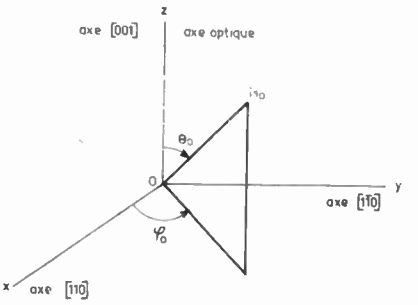


FIG. 1. — Système d'Axes de Coordonnées utilisé.

Les critères qui ont permis de définir le point de fonctionnement sont les suivants :

a) L'ion Fe^{3+} peut occuper deux positions différentes dans la maille cristalline du rutile ; il y a donc, en général, deux spectres distincts. On peut s'arranger cependant pour que ces deux spectres soient confondus en plaçant le champ magnétique dans un plan de symétrie, ce qui impose : $\varphi_0 = 45^o$.

Cette situation présente deux avantages : au lieu d'avoir 12 niveaux d'énergie possibles, il n'y en a plus que 6 (pour l'ion Fe^{3+}, S = 5/2) ; de plus, tous les ions fer participent à l'effet d'amplification.

b) Compte tenu de la fréquence élevée d'utilisation prévue (ν_s = 35 GHz), il est nécessaire de trouver un point de fonctionnement qui ne conduise pas à une fréquence de pompage ν_p trop élevée ; un pompage de type push-pull s'impose alors.

Ainsi, le point de fonctionnement qui a semblé le plus intéressant est défini de la façon suivante :

ν_s = 35 GHz
ν_p = 80 GHz $\quad \varphi_0 = 45^o$
H_0 = 10 kOe $\quad \theta_0 = 65^o$.

La figure 2 complète ces données en indiquant quels sont les niveaux d'énergie utilisés. Ceux-ci

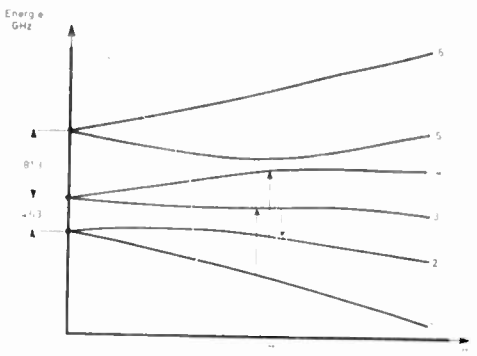


FIG. 2. — Niveaux d'énergie de l'ion Fe^{3+} dans le rutile en fonction du champ magnétique appliqué pour $\varphi_0 = 45^o$ $\theta_0 = 65^o$.

sont numérotés de 1 à 6 en commençant par le niveau le plus bas.

Remarque. Le choix d'un champ magnétique élevé permet d'envisager une structure à onde progressive dont l'élément isolateur serait un ferrite fonctionnant à la résonance. A 35 GHz, la résonance ferromagnétique est obtenue pour un champ de 12,5 kOe environ.

Le point de fonctionnement étant choisi, il est possible de déterminer théoriquement quel peut être l'ordre de grandeur du taux d'inversion.

2.3. Calcul approché du taux d'inversion

Les populations des six niveaux d'énergie sont déterminées, à l'équilibre thermique, par la loi de répartition statistique de Boltzmann :

$$\frac{N_i}{N_j} = e^{-\frac{h\nu_{ij}}{kT}} \qquad (1)$$

N_i est le nombre d'ions par unité de volume se trouvant dant l'état i, à l'équilibre thermique,

ν_{ij} est la fréquence correspondant à la transition entre les niveaux d'énergie i et j,

h et k sont respectivement les constantes de Planck et de Boltzmann,

T est la valeur de la température absolue.

Dans les conditions du point de fonctionnement choisi, la température étant la température d'ébullition de l'hélium à pression atmosphérique (4,2 °K), on obtient :

$$\frac{N_1}{N_0} = 39{,}2\ \% \qquad \frac{N_4}{N_0} = 9{,}6\ \%$$

$$\frac{N_2}{N_0} = 23{,}5\ \% \qquad \frac{N_5}{N_0} = 8{,}3\ \%$$

$$\frac{N_3}{N_0} = 16\ \% \qquad \frac{N_6}{N_0} = 3{,}2\ \%$$

N_0 étant le nombre total d'ions par unité de volume. Dans ces conditions :

$$\frac{\Delta N_{23}}{N_0} = \frac{N_2 - N_3}{N_0} = 7{,}5\ \% .$$

Après saturation des niveaux 3 et 4 ce qui correspond à l'égalisation des populations des niveaux correspondants, on peut écrire :

$$\frac{n_1}{N_0} = \frac{n_3}{N_0} \# \frac{N_1 + N_3}{N_0} = 27{,}6\ \%$$

$$\frac{n_2}{N_0} = \frac{n_4}{N_0} \# \frac{N_2 + N_4}{N_0} = 16{,}6\ \%$$

n_i est la population du niveau d'énergie i après saturation.

Ce calcul simplifié suppose que les temps de relaxation sont tous égaux.

Ainsi :

$$\frac{\Delta n_{23}}{N_0} = \frac{n_2 - n_3}{N_0} = -11\ \%$$

Le taux d'inversion I, qui caractérise l'efficacité du pompage, s'écrit par définition :

$$I = -\frac{\Delta n_{23}}{\Delta N_{23}} = 1{,}5 \qquad (2)$$

2.4. Calcul des probabilités de transition

La probabilité de transition induite entre deux niveaux d'énergie est donnée par la formule [10] :

$$W_{ij} = \frac{1}{4}\mu_0^2\left(\frac{2\pi}{h}\right)^2 (g\mu_B)^2 g(v) |< i|H_1 \cdot S|j >|^2 \qquad (3)$$

μ_0 est la perméabilité magnétique du vide

g est le facteur de décomposition spectrale

μ_B est le magnéton de Bohr

$g(v)$ est le facteur de forme de raie normalisé de sorte que

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(v)\, dv = 1$$

H_1 est le vecteur champ magnétique radio fréquence, de composantes :

$$H_1\Gamma_x e^{j2\pi\nu_s t} \qquad H_1\Gamma_y e^{j2\pi\nu_s t} \qquad H_1\Gamma_z e^{j2\pi\nu_s t}$$

(H_1 étant le module du champ magnétique et Γ_x Γ_y, Γ_z, les cosinus directeurs du vecteur H_1, qui sont complexes en général).

S est l'opérateur de spin de composants S_x, S_y et S_z; $<i|$, $|j>$ sont les vecteurs représentatifs des états i et j.

La probabilité de transition induite peut encore s'écrire :

$$W_{ij} = \frac{1}{4}\mu_0^2\left(\frac{2\pi}{h}\right)^2 (g\mu_B)^2 g(v) H_1^2 |\mu_{ij}|^2 \qquad (4)$$

avec $\mu_{ij} = <i|S_1|j>$

(μ est l'élément de matrice de la transition)

et

$$S_1 = \Gamma_x^* S_x + \Gamma_y^* S_y + \Gamma_z^* S_z \qquad (5)$$

La valeur de la probabilité de transition ne peut être obtenue qu'après détermination des valeurs des éléments de matrice dont le calcul figure en annexe. Ces éléments de matrice peuvent se mettre sous la forme :

$$\mu_{ij} = \alpha_{ij}\Gamma_x^* + \beta_{ij}\Gamma_y^* + \gamma_{ij}\Gamma_z^* \ . \qquad (6)$$

Le calcul des coefficients α, β, γ conduit aux résultats suivants :

$$\alpha_{13} = -0{,}388 - j\,0{,}685 \qquad \alpha_{23} = 0{,}198 - j\,0{,}382$$
$$\beta_{13} = -0{,}075 - j\,0{,}815 \qquad \beta_{23} = 0{,}439 - j\,0{,}115$$
$$\gamma_{13} = -0{,}233 + j\,0{,}133 \qquad \gamma_{23} = -0{,}852 - j\,0{,}290$$
$$\alpha_{24} = -0{,}857 - j\,0{,}583$$
$$\beta_{24} = -0{,}148 - j\,1{,}12$$
$$\gamma_{24} = -0{,}046 + j\,0{,}12$$

Les cosinus directeurs Γ_x, Γ_y, Γ_z dépendent de la polarisation du champ magnétique radio fréquence qui ne sera déterminée qu'après avoir défini la structure utilisée pour le maser. Pour la polarisation optimale du champ magnétique, on obtient les résultats suivants :

$|\mu_{13}|^2_{max} = 1{,}33$ Transition pompe

$|\mu_{23}|^2_{max} = 1{,}20$ Transition signal

$|\mu_{24}|^2_{max} = 2{,}37$ Transition pompe

Ces résultats purement théoriques nécessitent une confirmation d'ordre expérimental.

3. Vérification expérimentale

La possibilité d'obtenir une amplification au point de fonctionnement choisi a été vérifiée à l'aide d'une structure à cavité fonctionnant à la réflexion.

La cavité est constituée par le cristal de rutile lui-même taillé convenablement. Etant données les constantes diélectriques élevées de ce matériau (supérieures à 100), l'écart entre les fréquences de résonance des divers modes de la cavité est faible ; de plus, en raison de ses faibles pertes, les surtensions des résonances sont très élevées. Ainsi, en utilisant successivement plusieurs modes, on a pu faire varier les fréquences de signal et de pompe de façon discrète, ce qui a permis la vérification des possibilités d'inversion de population sur une certaine plage de fréquence.

La figure 3 donne la variation correspondante des divers paramètres v_s, v_p et θ_0 en fonction de H_0.

Malheureusement, le couplage de la cavité au guide d'onde est insuffisant pour obtenir un fonctionnement stable de l'amplificateur.

4. Influence de la concentration ionique

4.1. Conditions expérimentales

Pour pouvoir faire des mesures quantitatives, il a été nécessaire d'utiliser une structure de type différent, permettant d'obtenir une amplification stable.

Cette structure, fonctionnant à la transmission, est constituée par un guide rectangulaire de faible section

FIG. 3a. — Fréquence de fonctionnement du maser en fonction du champ magnétique appliqué.

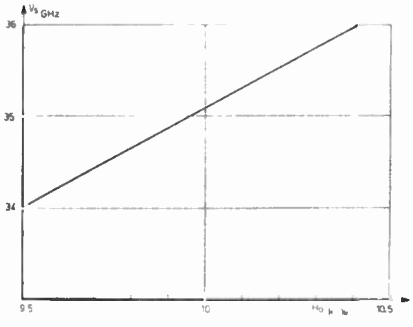


FIG. 3b. — Fréquence de l'onde de pompe en fonction du champ magnétique appliqué.

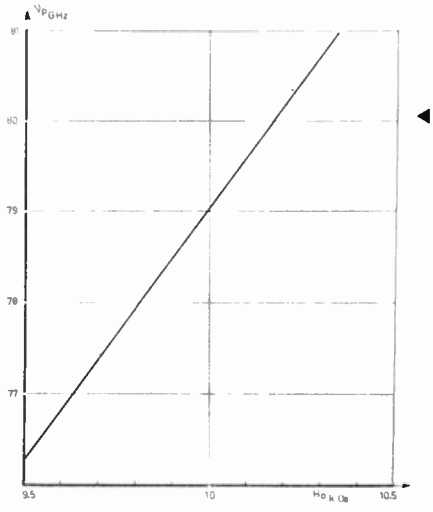
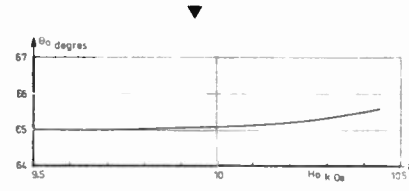


FIG. 3c. — Angle du champ magnétique et de l'axe optique du cristal en fonction du champ magnétique appliqué.



(0,8 × 1,6 mm) rempli de rutile. L'adaptation est réalisée par des transitions en rutile polycristallin (fig. 4 et 5).

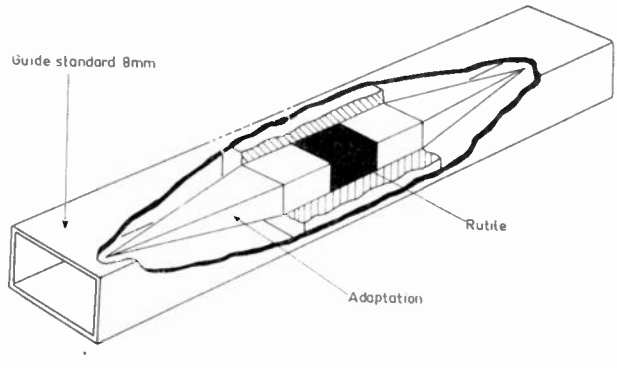


FIG. 4. — Structure à onde progressive 1re version (vue explosée).

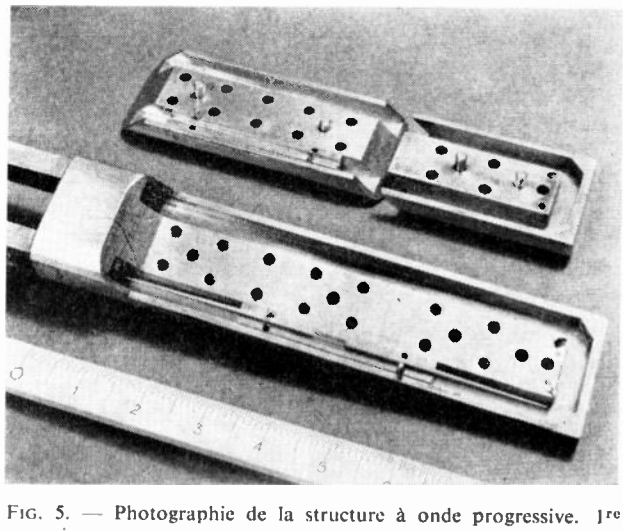


FIG. 5. — Photographie de la structure à onde progressive. 1re version.

Les performances d'un amplificateur de type maser sont étroitement liées aux cristaux utilisés par leurs qualités cristallines d'une part et leur concentration ionique d'autre part [11].

Pour que les mesures ne soient pas affectées par les imperfections cristallines des échantillons utilisés, on a employé des cristaux très petits, de 1 mm³ de volume environ. Un contrôle optique a montré qu'avec de tels cristaux, la dispersion de l'axe optique reste inférieure à 0,01°.

Il a été ainsi possible d'étudier la variation des différents paramètres de l'amplification en fonction de la concentration ionique; cette étude n'a, semble-t-il, jamais été effectuée dans le cas du rutile.

4.2. RAPPEL THÉORIQUE

La puissance émise par un cristal de section A et de longueur dz s'écrit :

$$dP = h\nu_{ij} \cdot I \Delta N_{ij} W_{ij} A dz \qquad (7)$$

(les notations ont été précisées plus haut).

La formule (3) montre que dans l'expression de W_{ij}, seul le terme $g(\nu_{ij})$ dépend de la concentration.

On peut donc écrire la formule (7) sous la forme simplifiée suivante :

$$dP = KI \Delta N_{ij} g(\nu_{ij}) A \, dz \qquad (8)$$

K étant un coefficient indépendant de la concentration ionique N_0 et $g(\nu_{ij})$ est la valeur du facteur de forme à la résonance paramagnétique.

A température constante, ΔN_{ij} est proprortionnel à N_0 ; c'est donc la variation de la quantité $N_0 Ig(\nu_{ij})$ qu'il faut déterminer (cette quantité est proportionnelle à la susceptibilité paramagnétique du matériau).

La forme de la raie d'émission est obtenue expérimentalement. Il suffit donc de normer l'aire de la courbe relevée pour déterminer $g(\nu_{ij})$.

Afin de relever la forme de la raie spectrale, la fréquence du signal est maintenue fixe et le champ magnétique continu, modulé très lentement.

Dans ces conditions, on effectue deux mesures de la variation de puissance en fonction du champ magnétique :

— l'une sans onde de pompe (puissance absorbée)

— l'autre avec onde de pompe (puissance émise).

Dans chacune de ces conditions, on a respectivement :

$$dP_a = -K\Delta N_{ij}\, g_a\,(\nu_{ij})A dz$$

$$dP_e = KI\Delta N_{ij}\, g_e\,(\nu_{ij})A dz$$

D'où l'on tire :

$$I = -\frac{dP_e}{dP_a}\cdot\frac{g_a(\nu_{ij})}{g_e(\nu_{ij})} \quad . \qquad (9)$$

4.3. Résultats expérimentaux

Différents cristaux de concentration variable, comprise entre 125 et 1250 ppm ont été testés.

On rappelle que 1 ppm correspond à 1 microgramme de fer pour un gramme de TiO_2.

4.3.1. *Taux d'inversion*

La figure 6 représente la variation du taux d'inversion en fonction de la concentration.

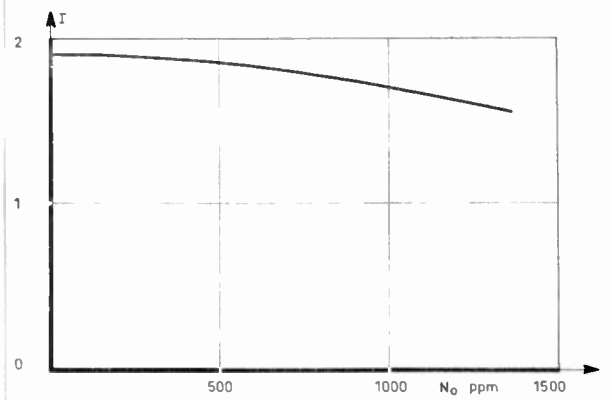


Fig. 6. — Taux d'inversion en fonction de la concentration ionique.

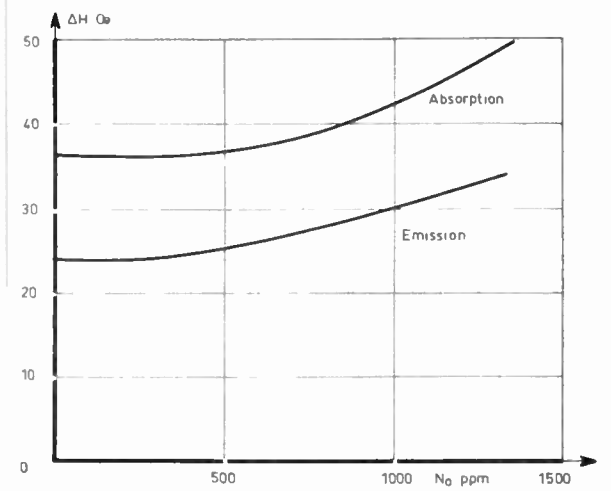


Fig. 7. — Largeurs des raies d'absorption et d'émission en fonction de la concentration ionique.

On observe, comme cela est normal, une décroissance de ce taux lorsque la concentration augmente.

Lorsque la concentration est faible, on obtient un taux de 1,9. Il est intéressant de comparer cette valeur à celle qui a été calculée de façon approchée au paragraphe 2.3. qui était de 1,5.

4.3.2. *Largeur de raie*

La figure 7 représente la variation des largeurs de raies d'émission ΔH_e et d'absorption ΔH_a en fonction de la concentration. Ces largeurs de raie sont définies à mi-puissance.

L'influence de l'interaction spin-spin, se traduisant par un élargissement de raies de résonance, apparaît vers 500 ppm.

4.3.3. *Susceptibilité paramagnétique* [12]

La figure 8 représente les variations de la susceptibilité paramagnétique en fonction de la concentration.

On remarque que la valeur optimale de la concentration ionique est supérieure à 1 250 ppm.

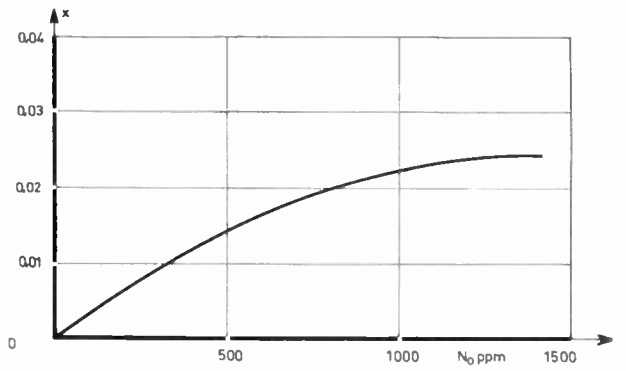


Fig. 8. — Susceptibilité paramagnétique en fonction de la concentration.

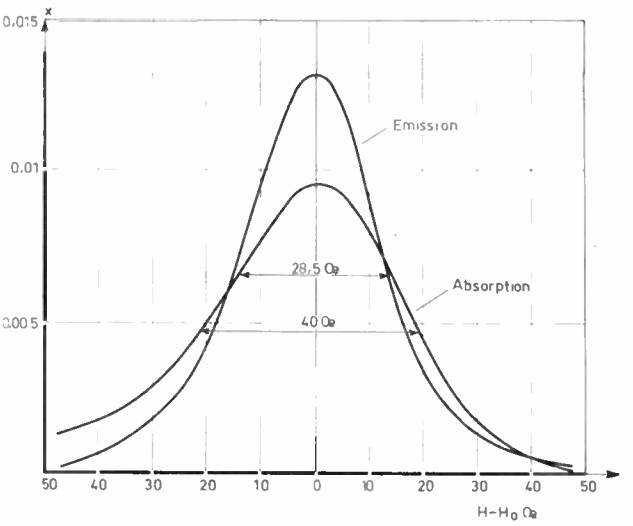


Fig. 9. — Courbes d'absorption et d'émission du rutile (concentration ionique 300 ppm).

4.3.4. *Forme de raie spectrale*

La forme de la raie spectrale ne semble pas dépendre de la concentration ionique. Cette forme de raie peut être caractérisée par le facteur de forme f :

$$f = g(H_0) \cdot \Delta H_e$$

Ce facteur prend la valeur 0,936 pour une raie gaussienne et la valeur 0,637 pour une raie lorentzienne.

La valeur de f trouvée pour tous les échantillons est voisine de 0,835.

La figure 9 représente une forme de raie typique obtenue expérimentalement.

5. Structure à onde progressive

La structure finalement retenue pour la réalisation du maser est du type à onde progressive.

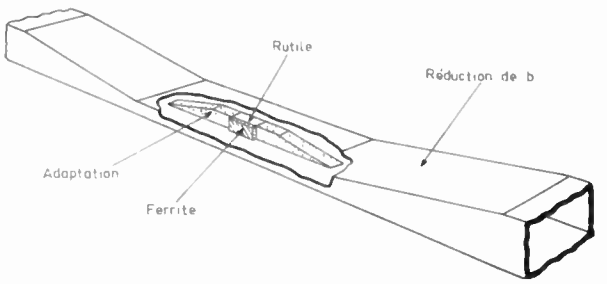


FIG. 10. — Structure à onde progressive 2e version (vue explosée).

L'adaptation est réalisée en deux étapes : le petit côté du guide est d'abord réduit de 3,56 à 0,40 mm par une transition classique ; l'énergie est ensuite couplée au rutile par une transition réalisée à l'aide d'un diélectrique d'indice élevé (rutile polycristallin).

Le cristal est placé au centre du guide réduit ; ses dimensions transversales sont très faibles (0,4 × 0,4 mm) pour que seul le mode fondamental TE_{10} puisse se propager.

La structure est rendue unidirectionnelle en plaquant contre le cristal une lame de ferrite de faible épaisseur. A cet endroit, en effet, le champ magnétique est polarisé circulairement dans un plan parallèle au grand côté du guide. En raison de l'indice élevé du rutile, qui réalise un ralentissement de l'onde d'un facteur 10 environ, il n'est pas nécessaire d'utiliser une ligne à retard.

Les figures 10 et 11 représentent cette structure.

La figure 12 indique l'orientation du cristal dans le guide : l'axe optique est parallèle au grand côté du guide et l'axe [100] est parallèle au petit côté du guide. Cette disposition s'est imposée pour les raisons suivantes :

— le champ magnétique H_0, qui est transversal, se trouve bien dans le plan de symétrie défini au paragraphe 2.2. : il est incliné de 65° par rapport au grand côté du guide ;

— pour l'onde TE_{10} le cristal se comporte comme un diélectrique isotrope : le vecteur champ électrique vibre parallèlement à un des axes propres du cristal ;

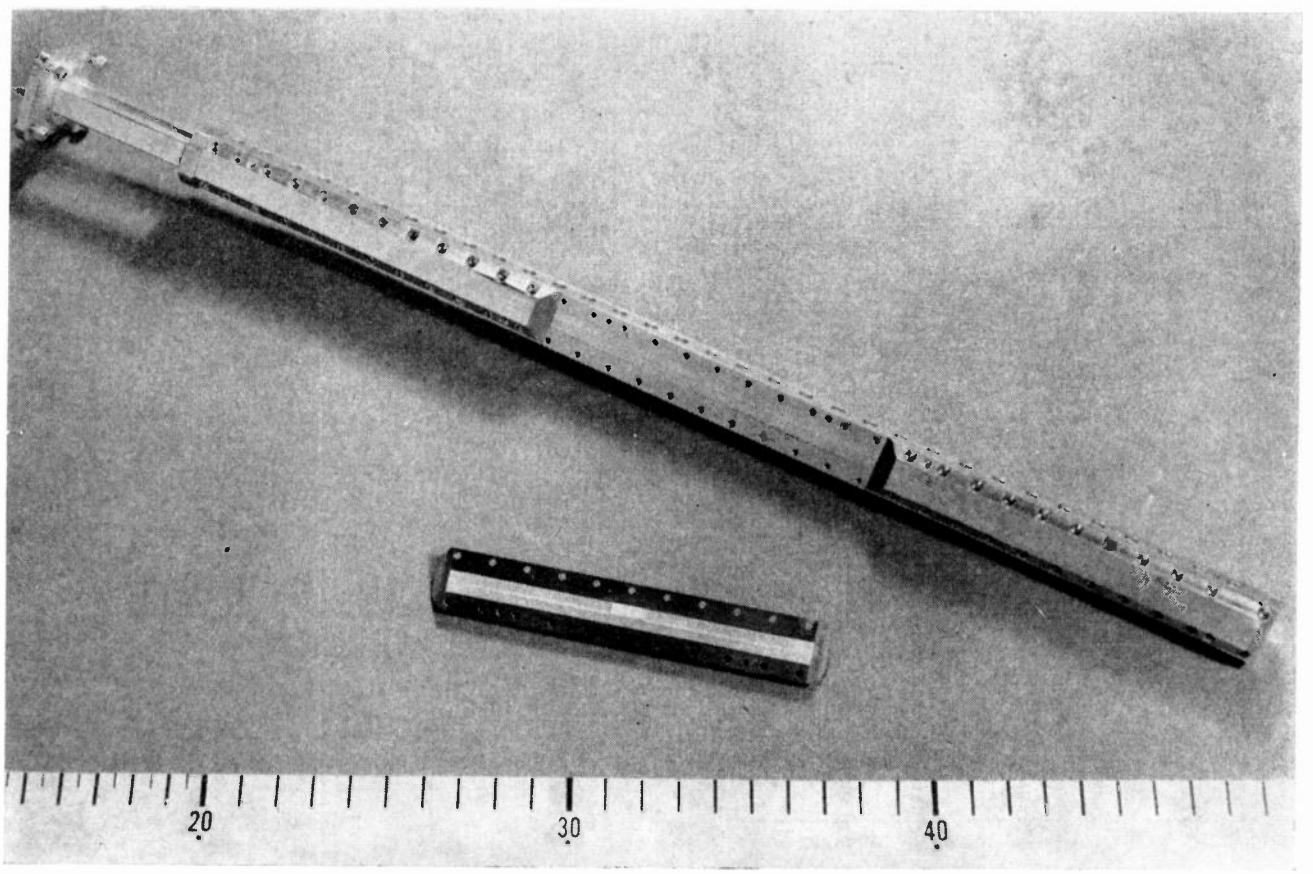


FIG. 11. — Photographie de la structure à onde progressive 2e version.

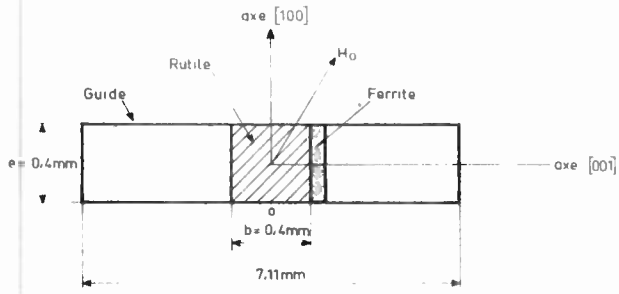


FIG. 12. — Coupe transversale de la structure à onde progressive au niveau du cristal.

— enfin, pour le bon fonctionnement de l'isolateur, il est nécessaire que le champ magnétique H_0 soit sensiblement perpendiculaire au grand côté du guide.

5.1. DIMENSIONNEMENT DE LA STRUCTURE

Sans développer les calculs classiques de la propagation dans un guide partiellement rempli de diélectrique pour lesquels on pourra utilement se reporter à la référence [13], on en donne les principaux résultats.

Ces calculs ont été effectués pour $\nu_s = 35$ GHz et $\varepsilon = 131$. Dans ces conditions :

— la suppression de tout mode de propagation hybride conduit à une épaisseur de diélectrique $e \leqslant 0{,}47$ mm (voir fig. 12).

— la suppression de tout mode de propagation de type TE_{n0} ($n > 1$) conduit à une largeur de diélectrique $b < 0{,}37$ mm.

— le coefficient de remplissage η, c'est-à-dire la proportion de puissance radio fréquence qui se propage à l'intérieur du diélectrique, est de 86,5 %.

— le taux de ralentissement de l'onde est de 9,5.

— la polarisation du champ magnétique radio fréquence est circulaire dans l'air

— au sein du rutile, la polarisation du champ magnétique radio fréquence est elliptique en général. La figure 13 représente la variation de l'ellipticité de ce champ : $\left|\frac{H_{1z}}{H_{1x}}\right|$.

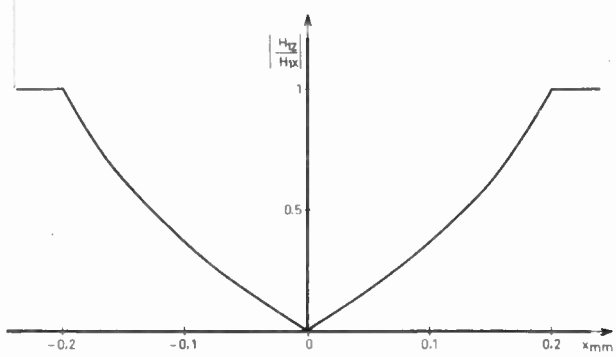


FIG. 13. — Ellipticité du champ magnétique radiofréquence dans le rutile.

5.2. GAIN SPÉCIFIQUE

La polarisation du champ magnétique H_1 étant maintenant déterminée, il est possible de calculer la valeur moyenne de l'élément de matrice (voir paragraphe 2.4.). On trouve :

$$|\mu|^2 = 0{,}25.$$

Le coefficient de surtension magnétique Q_m se calcule par la formule suivante [10] :

$$\frac{1}{Q_m} = \mu_0 \frac{\pi}{h} (g\mu_B)^2 g(\nu_{ij}) I \Delta N_{ij} |\mu|^2 \eta \ .$$

En prenant :

$Ig(\nu_{ij}) = 1{,}6 \cdot 10^{-3}$ s (valeur mesurée),

$g = 2$, $\Delta N = 0{,}075\ N_0$, $\eta = 0{,}865$,

$N_0 = 5{,}7 \cdot 10^{25}$ ions/m³ (correspondant à 1 250 ppm),

on trouve : $Q_m = 35.$

La formule donnant le gain spécifique s'écrit [10] :

$$G = 27{,}3 \frac{S}{\lambda Q_m} \text{ dB/cm}$$

S étant le taux de ralentissement de l'onde.

En prenant $S = 9{,}5$, on trouve :

$$G = 8 \text{ dB/cm}.$$

5.3. ISOLATEUR

La structure est rendue unidirectionnelle en disposant contre le rutile une plaquette de ferrite, comme le montre la figure 10.

En raison de l'indice élevé du rutile, le champ magnétique de l'onde évanescente qui se propage dans l'air est polarisé circulairement ; la présence du ferrite dont l'indice est faible par rapport à celui du rutile ne modifie pas sensiblement cette polarisation. Ainsi, l'onde directe n'est pas affectée par la présence du ferrite, tandis que l'onde inverse est absorbée (isolateur du type « à la résonance »).

La résonance du ferrite à 35 GHz nécessite un champ magnétique continu de 12,5 kOe, alors que la résonance paramagnétique du rutile a lieu pour un champ de 10 kOe.

Cependant l'utilisation d'un ferrite à haut moment de saturation d'une part et la variation des dimensions transversales de la plaquette de ferrite d'autre part, permettent d'augmenter le champ magnétique interne du matériau isolateur. On peut ainsi faire coïncider les deux résonances.

Ce résultat a été obtenu à l'aide d'un composé nickel-zinc à moment de saturation élevé fabriqué par la C.S.F. Les dimensions de la plaquette de ferrite sont les suivantes : hauteur 0,4 mm, épaisseur de l'ordre de 35 μ.

Comme le champ magnétique est appliqué à 65° environ de l'axe optique du cristal, l'efficacité de l'isolateur est sensiblement diminuée. Mais les résultats obtenus sont néanmoins très satisfaisants.

L'isolement est supérieur à 32 dB quelle que soit la fréquence de fonctionnement choisie pour le maser (comprise entre 34 et 36 GHz), comme on peut le constater sur la figure 14.

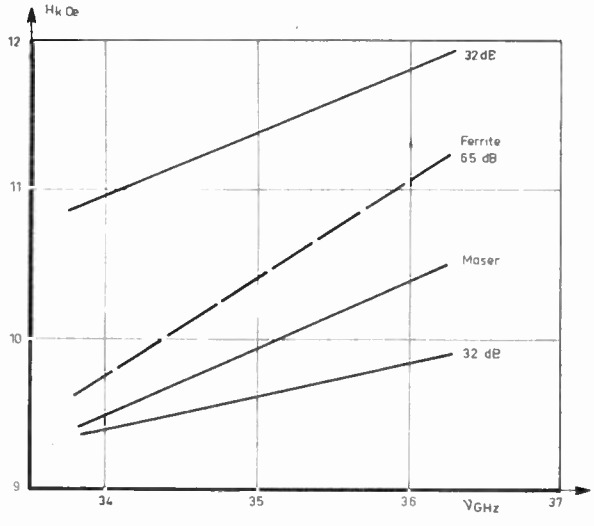


FIG. 14. — Fréquence de résonance du rutile et du ferrite en fonction du champ magnétique et bande de l'isolateur.

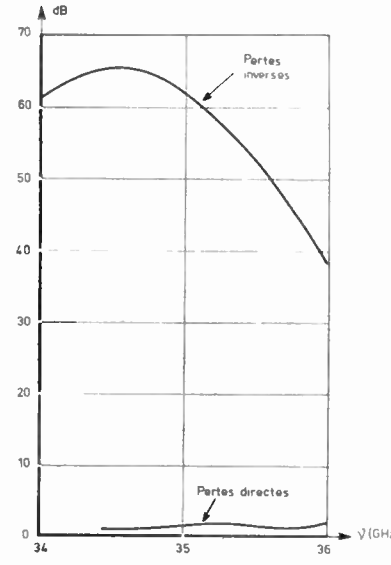


FIG. 15. — Performances de l'isolateur à ferrite en fonction de la fréquence.

5.4. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Avant de disposer de monocristaux de rutile suffisamment longs et de bonne qualité, nécessaires à la réalisation du maser complet, une structure prototype de faible gain a été réalisée et testée.

Une vue d'ensemble est donnée figure 16.

Les pertes d'insertion totales sont de 11 dB environ à la température ambiante et de 7,5 dB environ à la température de fonctionnement (4,2 °K). La varia-

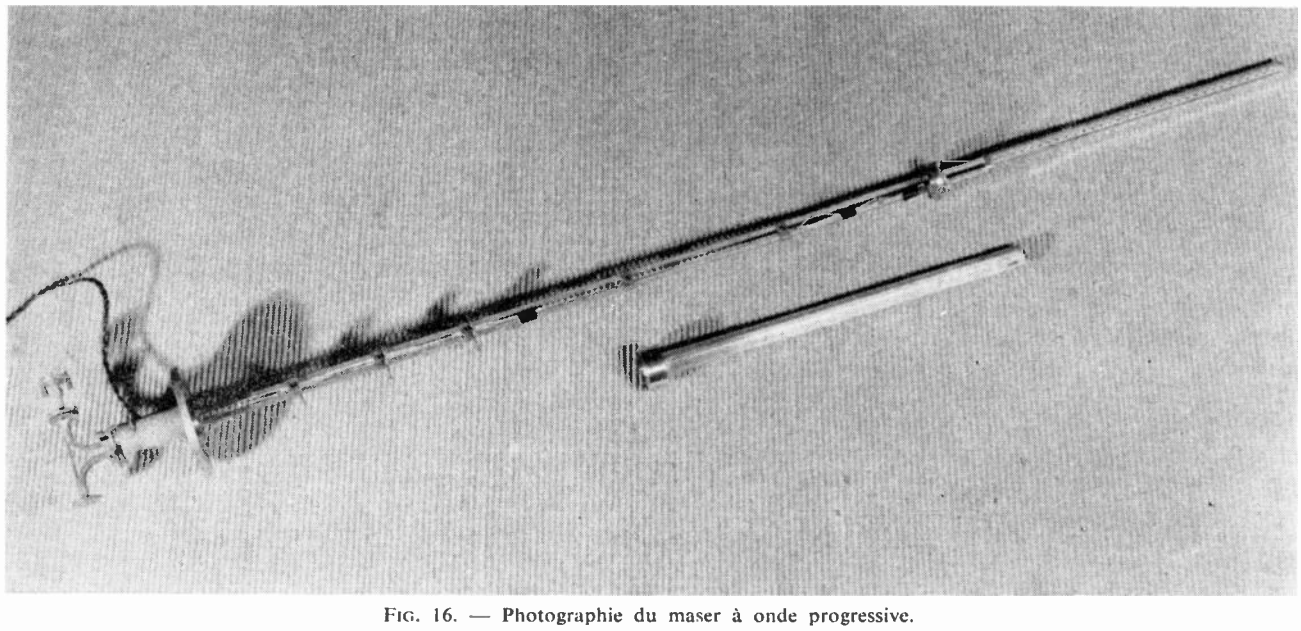


FIG. 16. — Photographie du maser à onde progressive.

Les pertes directes sont de l'ordre de 1 dB. Enfin la bande passante de l'isolateur est bien supérieure à celle du maser (fig. 15).

Remarque. — Un autre type d'isolateur est en cours d'étude. Le matériau non réciproque utilisé est un semiconducteur (antimoniure d'indium). Les résultats obtenus ne sont pas entièrement satisfaisants ; en particulier les pertes d'insertion sont encore très élevées.

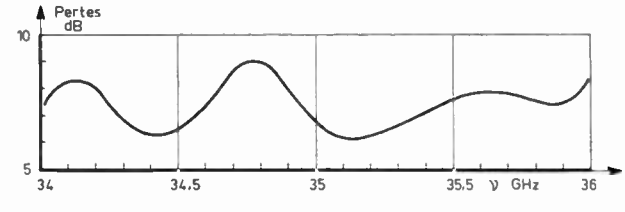


FIG. 17. — Pertes d'insertion du maser en fonction de la fréquence à 4,2 °K.

tion de ces pertes en fonction de la fréquence est représentée figure 17.

Le T.O.S. est inférieur à 1,6 à la température ambiante et compris entre 1,2 et 2,2 à 4,2 °K. La variation du T.O.S. en fonction de la fréquence est représentée figure 18.

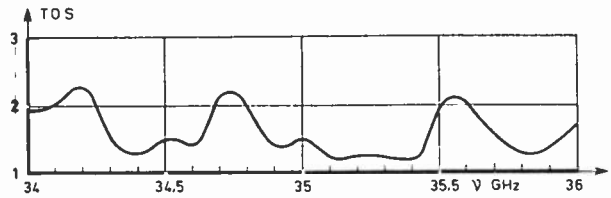


FIG. 18. — T.O.S. à l'entrée du maser.

Le gain électronique mesuré avec un cristal de 300 ppm est de 2,5 dB/cm dans une bande de 90 MHz. Pour un cristal de 1 200 ppm on a mesuré un gain de 6 dB/cm à 4,2 °K.

Un cristal de 4,5 cm permettra d'obtenir un gain effectif de 20 dB avec une bande passante de 30 MHz.

6. Conclusion

Cette étude a donc permis de définir les éléments nécessaires à la réalisation d'un maser de performances intéressantes.

Ainsi la structure à onde progressive à mode de propagation unique a été réalisée ; la concentration ionique du cristal été déterminée ; les essais d'isolateur ont conduit au choix d'un ferrite à haut moment. Enfin, une maquette de l'amplificateur a permis de mesurer le gain spécifique et la bande passante.

Cette étude a permis de juger des performances auxquelles on est en droit de s'attendre, à savoir :

— Gain effectif supérieur à 20 dB,

— Bande passante de l'ordre de 30 MHz,

Toutefois, ces performances nécessitent la possibilité de se procurer des cristaux de rutile répondant aux qualités définies par l'étude, d'une part, et de longueur suffisante, d'autre part.

L'utilisation d'un tel maser comme préamplificateur pourra permettre des mesures radiométriques avec une précision très sensiblement accrue par rapport à celle obtenue à l'aide des récepteurs classiques.

ADDENDUM

Cet addendum fait le point des nouveaux résultats obtenus depuis le mois de mai dernier ; au cours de cette période, un amplificateur maser complet a été construit et ses performances, mesurées.

1. Mesures préliminaires

Pour obtenir un gain net de 20 dB au moins, on a été amené à utiliser des monocristaux de rutile de quelques centimètres de longueur. Malheureusement, la qualité de ces cristaux n'est pas excellente et on a pu constater que le gain électronique linéique mesuré sur des échantillons de 3 à 5 cm de longueur était très nettement inférieur aux valeurs trouvées précédemment à l'aide de cristaux plus petits. Un grand nombre de cristaux ont été testés : on obtient typiquement des gains électroniques de 3 dB/cm pour une concentration de 500 ppm ; lorsqu'on augmente la concentration, le gain se détériore et l'on n'obtient plus que 2 dB/cm à 1 000 ppm. Pour obtenir le gain désiré, compte tenu des pertes d'insertion qui se situent entre 5 et 10 dB, on serait amené à utiliser des cristaux de 8 à 10 cm de longueur, ce qui est prohibitif.

Pour surmonter cette difficulté, on a été conduit à faire fonctionner le maser à température plus basse soit $T = 1{,}7$ °K correspondant à l'ébullition de l'hélium sous une pression de 8,66 mmHg. Dans ces conditions, on a pu obtenir des gains électroniques de 6,5 dB/cm. Ces résultats nous ont permis de construire un amplificateur maser complet dont on a mesuré les performances.

2. Performances du maser millimétrique

Les performances qui ont été obtenues à l'aide du maser prototype sont les suivantes :

Fréquence	35,85 GHz
Gain électronique	32,5 dB
Gain net	26,5 dB
Bande passante à 3 dB	30 MHz
Température de fonctionnement	1,7 °K.

Le cristal utilisé provient de Suisse (Hrand Djevahirdjian S.A.) ; sa concentration est de 900 ppm soit $4{,}1 \cdot 10^{19}$ ions/cm^3) et sa longueur est de 5 cm. Ce maser est accordable de 34 à 36 GHz et ses performances sont sensiblement les mêmes dans toute la bande.

Il a été possible d'obtenir des bandes passantes plus grandes au détriment du gain, en élargissant artificiellement la raie du matériau ; ainsi pour un gain net de 21 dB, la bande passante est de 48 MHz, mais pour un gain de 17 dB, on obtient 60 MHz de bande passante.

La température de bruit du maser a été mesurée par la méthode des deux charges, respectivement à 300 et 78 °K. La température de bruit globale (préamplificateur maser + récepteur) est de 130 °K lorsque le gain du maser est réglé à 21 dB. La température de bruit du préamplificateur maser seul, lorsqu'on ne tient plus compte du bruit ramené par le récepteur, est telle que

$$T_m \leqslant 45 \text{ °K}.$$

Cette valeur est une limite supérieure compte tenu de la précision des mesures.

Le but final de cette étude étant d'améliorer la sensibilité des radiomètres 8 mm, on se propose maintenant de chiffrer cette amélioration.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BROUSSAUD G. et MALNAR L. — Etude des performances des amplificateurs du type maser à cavités couplées. *Onde Electrique*, n° 402, septembre 1960, n° 407, février 1961.

[2] FONER S. et MOMO L.R. — C.W. Millimeter Wavelength Maser, Advances in Quantum Electronics, Columbia University Press (1961).

[3] CARTER D.L. — Electron Paramagnetic Resonance and Maser Studies of Fe^{3+} in TiO_2 (Rutile) Thèse, Columbia University (1962).

[4] HUGHES W.E. — Development of a Millimeter Wave Maser, Final report, Westinghouse (1964).

[5] HUGHES W.E. — Maser Operation at 96 kMc, With Pump at 65 KMc *PIRE*, **50**, 1691, (1962).

[6] DITCHFIELD C.R. — Communication personnelle, Royal Radar Establishment (England).

[7] GERRITSEN H.J., HARRISON S.E. et LEWIS H.R. — Chromium doped Titania as a maser material, *J.A.P.*, **31**, 1566 (1960).

[8] SABISKY E.S. et GERRITSEN H.J. — A Traveling Wave maser Using Chromium Doped Rutile, *PIRE*, **49**, 1329 (1961).

[9] ARAMS F.R. et PEYTON B.J. — 8 mm Traveling Wave Maser and Radiometer System, *PIEEE*, **53**, 12 (1965).

[10] SIEGMAN A.E. — Microwave Solid State Masers, Mac Graw Book C° (1964).

[11] TENGBLAD R.G. — Concentration Effects in a maser material, Research Report n° 49, Gothenburg, Suède 1964.

[12] DE COATPONT Y., ROBERT A. — C.R. Acad. Sci., 263, (1966), p. 431.

[13] COHN M. — Propagation in a dielectric loaded parallel plane wave-guide, *MTT*, avril 1959.

ANNEXE

CALCUL DES NIVEAUX D'ÉNERGIE DE L'ION Fe^{3+} DANS LE RUTILE (TiO_2) ET DES PROBABILITÉS DE TRANSITION INDUITE

1. Principe du calcul

1.1. CALCUL DES NIVEAUX

L'hamiltonien de spin qui décrit le spectre observé s'écrit [3] :

$$\mathcal{H} = g\mu_B H_0 \cdot S + D\left(S_z^2 - \frac{35}{12}\right) + E(S_x^2 - S_y^2) + \frac{a}{6}\left(S_x^4 + S_y^4 + S_z^4 - \frac{707}{16}\right) + \frac{7}{36}F\left(S_z^4 - \frac{95}{14}S_z^2 + \frac{81}{16}\right) \quad (1)$$

avec g : $2{,}000 \pm 0{,}005$ $\quad E$: $2{,}21 \pm 0{,}07$ GHz
μ_B : 1,399 GHz/kOe $\quad a$: $1{,}1 \pm 0{,}2$ GHz
D : $20{,}35 \pm 0{,}1$ GHz $\quad F$: $0{,}5 \pm 0{,}3$ GHz

Le système de coordonnées utilisé est indiqué sur la figure 19.

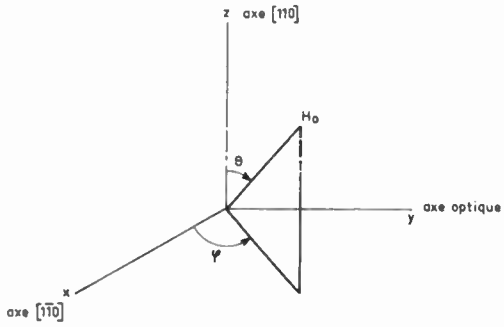


FIG. 19. — Système d'axes de coordonnées utilisé.

Dans ce système, on peut écrire :

$$\left.\begin{aligned} H_{0x} &= H_0 \sin\theta \cos\varphi \\ H_{0y} &= H_0 \sin\theta \sin\varphi \\ H_{0z} &= H_0 \cos\theta \end{aligned}\right\}$$

Les opérateurs S_x, S_y et S_z s'écrivent sous forme matricielle dans la base des états propres de S_z, composante du spin suivant O_z :

$$S_x = 1/2 \begin{vmatrix} 0 & \sqrt{5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{5} & 0 & \sqrt{8} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{8} & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & \sqrt{8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{8} & 0 & \sqrt{5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{5} & 0 \end{vmatrix}$$

$$S_y = 1/2 \begin{vmatrix} 0 & -j\sqrt{5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j\sqrt{5} & 0 & -j\sqrt{8} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j\sqrt{8} & 0 & -3j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3j & 0 & -j\sqrt{8} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j\sqrt{8} & 0 & -j\sqrt{5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j\sqrt{5} & 0 \end{vmatrix}$$

$$S_z = 1/2 \begin{vmatrix} 5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5 \end{vmatrix}$$

L'hamiltonien s'écrit sous forme matricielle :

$$
\begin{vmatrix}
\frac{5}{2}g\mu_B H_0\cos\theta+\frac{10}{3}D+\frac{a}{2}+\frac{F}{3} & \frac{\sqrt{5}}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{-j\varphi} & E\sqrt{10} & 0 & \frac{a\sqrt{5}}{2} & 0 \\
\frac{\sqrt{5}}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{j\varphi} & \frac{3}{2}g\mu_B H_0\cos\theta-\frac{2}{3}D-\frac{3}{2}a-F & \sqrt{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{-j\varphi} & 3\sqrt{2}E & 0 & \frac{a\sqrt{5}}{2} \\
E\sqrt{10} & \sqrt{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{j\varphi} & \frac{1}{2}g\mu_B H_0\cos\theta-\frac{8}{3}D+a+\frac{2}{3}F & \frac{3}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{-j\varphi} & 3\sqrt{2}E & 0 \\
0 & 3\sqrt{2}E & \frac{3}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{j\varphi} & -\frac{1}{2}g\mu_B H_0\cos\theta-\frac{8}{3}D+a+\frac{2}{3}F & \sqrt{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{-j\varphi} & E\sqrt{10} \\
\frac{a\sqrt{5}}{2} & 0 & 3\sqrt{2}E & \sqrt{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{j\varphi} & -\frac{3}{2}g\mu_B H_0\cos\theta-\frac{2}{3}D-\frac{3}{2}a-F & \frac{\sqrt{5}}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{-j\varphi} \\
0 & \frac{a\sqrt{5}}{2} & 0 & E\sqrt{10} & \frac{\sqrt{5}}{2}g\mu_B H_0\sin\theta e^{j\varphi} & -\frac{5}{2}g\mu_B H_0\cos\theta+\frac{10}{3}D+\frac{a}{2}+\frac{F}{3}
\end{vmatrix} = 0
$$

Les niveaux d'énergie E_1, E_2 ... E_6 sont les valeurs propres de cette matrice, données par l'équation

$$[\mathcal{H} - E_j I] = 0 \qquad (3)$$

I étant la matrice unité.

Le système d'unités choisi est tel que les énergies sont exprimées en GHz.

Les niveaux d'énergie sont numérotés de 1 à 6 par valeur croissante de l'énergie. Il n'est pas possible en effet de repérer chaque niveau par un nombre quantique, en raison du mélange des états purs de nombres quantiques $\pm 1/2$, $\pm 3/2$, $\pm 5/2$.

Il suffit de se fixer la valeur des paramètres θ, φ et H_0 pour en déduire les E_j.

1.2. Calcul des composantes des vecteurs propres

Connaissant les six valeurs propres E_j ($j = 1,2 \ldots 6$), on peut calculer les composantes des six vecteurs propres associés $|E_j>$. Il suffit de résoudre le système de six équations à six inconnues

$$\mathcal{H} \mid E_j > = E_j \mid E_j > \qquad (4)$$

pour chaque valeur de j : 1, 2 ... 6.

En première approximation, les vecteurs $|E_j>$ sont des combinaisons linéaires des états propres de S_z et l'on peut écrire :

$$|E_j> = a_j \mid 5/2> + b_j \mid 3/2> + c_j \mid 1/2> + d_j \mid -1/2> + e_j \mid -3/2> + f_j \mid -5/2>$$

où a_j, b_j ... f_j sont les composantes complexes de $|E_j>$.

Comme le déterminant formé par les coefficients du système d'équations (4) est nul, en vertu de l'équation (3), une des composantes peut être choisie arbitrairement. On impose donc que la composante f_j soit réelle et telle que la condition de normalisation soit réalisée, soit :

$$< E_j \mid E_j > = 1$$

ce qui s'écrit :

$$|a_j|^2 + |b_j|^2 + \ldots + f_j^2 = 1 \ .$$

1.3. Calcul des éléments de matrice

L'effet de l'application d'un champ hyperfréquence se calcule par une méthode de perturbation, car $H_1 \ll H_0$.

L'hamiltonien de perturbation dû à l'interaction du champ magnétique hyperfréquence et des moments magnétiques des sous-niveaux Zeeman s'écrit :

$$\mathcal{H}_1 = g\,\mu_B\, H_1 \cdot S$$

soit en développant :

$$\mathcal{H}_1 = g\mu_B H_1 (\Gamma_x^* S_x + \Gamma_y^* S_y + \Gamma_z^* S_z)$$

Γ_x, Γ_y, Γ_z étant les cosinus directeurs de H_1 dans le trièdre $O\,x\,y\,z$.

Ces quantités sont complexes, en général.

On a de plus :

$$\Gamma_x^* \Gamma_x + \Gamma_y^* \Gamma_y + \Gamma_z^* \Gamma_z = 1 \ .$$

L'élément de matrice entre les niveaux i et j s'écrit

$$\mu_{ij} = < E_i | \mathcal{H}_1 | E_j > = g\mu_B H_1 < E_i | \Gamma_x^* S_x + \Gamma_y^* S_y + \Gamma_z^* S_z | E_j >$$

ou encore :

$$\mu_{ij} = \frac{1}{2} g\mu_B H_1 \times [a_i^* b_i^* c_i^* d_i^* e_i^* f_i^*]$$

$$\begin{vmatrix} 5\Gamma_z^* & \sqrt{5}(\Gamma_x^* - j\Gamma_y^*) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{5}(\Gamma_x + j\Gamma_y) & 3\Gamma_z^* & 2\sqrt{2}(\Gamma_x - j\Gamma_y) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2\sqrt{2}(\Gamma_x + j\Gamma_y) & \Gamma_z^* & 3(\Gamma_x - j\Gamma_y) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3(\Gamma_x + j\Gamma_y) & -\Gamma_z^* & 2\sqrt{2}(\Gamma_x - j\Gamma_y) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2\sqrt{2}(\Gamma_x + j\Gamma_y) & -3\Gamma_z^* & \sqrt{5}(\Gamma_x - j\Gamma_y) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{5}(\Gamma_x + j\Gamma_y) & -5\Gamma_z^* \end{vmatrix} \begin{bmatrix} a_j \\ b_j \\ c_j \\ d_j \\ e_j \\ f_j \end{bmatrix}$$

En développant, on obtient :

$$\mu_{ij} = \frac{1}{2} g\mu_B H_1 \big[\Gamma_x^*(\sqrt{5}a_i^* b_j + \sqrt{3}b_i^* a_j + 2\sqrt{2}b_i^* c_j + 2\sqrt{2}c_i^* b_j + 3c_i^* d_j + 3d_i^* c_j + 2\sqrt{2}d_i^* e_j + 2\sqrt{2}e_i^* d_j + \sqrt{5}e_i^* f_j + \sqrt{5}f_i^* e_j)$$
$$+ j\Gamma_y^*(-\sqrt{5}a_i^* b_j + \sqrt{2}b_i^* a_j - 2\sqrt{2}b_i^* c_j + 2\sqrt{2}c_i^* b_j - 3c_i^* d_j + 3d_i^* c_j - 2\sqrt{2}d_i^* e_j + 2\sqrt{2}e_i^* d_j - \sqrt{5}e_i^* f_j + \sqrt{5}f_i^* e_j)$$
$$+ \Gamma_z^*(5a_i^* a_j + 3b_i^* b_j + c_i^* c_j - d_i^* d_j - 3e_i^* e_j - 5f_i^* f_j)\big].$$

Résultat que l'on peut écrire sous la forme plus

$$= g\mu_B H_1(\alpha_{ij}\Gamma_x^* + \beta_{ij}\Gamma_y^* + \gamma_{ij}\Gamma_z^*) \ .$$

La probabilité de transition induite est proportionnelle à $|\mu_{ij}|^2$. Si on fixe θ, φ et H_0 on peut calculer les valeurs de α_{ij}, β_{ij}, γ_{ij} pour toutes les transitions possibles. Si on connaît les cosinus directeurs du champ radiofréquence, on peut alors calculer μ_{ij}.

Remarque

Le calcul précédent n'est valable que pour un *seul* site magnétique. Dans le cas choisi, le champ magnétique radiofréquence sera placé dans le plan des deux sites.

2. Résultats du calcul

Ce calcul a été effectué sur machine, au Centre de Calcul de la CSF. Le calcul numérique complet a été fait pour les valeurs suivantes des paramètres :

H_0 : 10 000 Oe — θ : 50°
θ_0 : 65,1° — φ : 33°
φ_0 : 45°

2.1. Niveaux d'énergie

E_1 : −100,3 GHz — E_4 : +22,68 GHz
E_2 : −55,99 GHz — E_5 : +35,78 GHz
E_3 : −21,74 GHz — E_6 : +119,4 GHz.

La fréquence signal est égale à $E_3 - E_2 = 34{,}2$ GHz

La fréquence pompe est égale à $E_3 - E_1 \# E_4 - E_2 \# 78{,}6$ GHz.

2.2. Composantes des vecteurs propres

a) Composantes du vecteur propre correspondant à E_1 : −100,27681

a_1 : $-0{,}0086 - j \times 0{,}0236$
b_1 : $-0{,}1124 + j \times 0{,}0875$
c_1 : $+0{,}4557 + j \times 0{,}1936$
d_1 : $-0{,}2541 - j \times 0{,}7017$
e_1 : $-0{,}1912 + j \times 0{,}3646$
f_1 : $+0{,}0853$.

b) Composantes du vecteur propre correspondant à E_2 : −55,9922.

a_2 : $-0{,}0271 + j \times 0{,}0156$
b_2 : $+0{,}1965 + j \times 0{,}1938$
c_2 : $-0{,}1765 - j \times 0{,}6262$
d_2 : $+0{,}2203 - j \times 0{,}0221$
e_2 : $-0{,}5438 + j \times 0{,}3428$
f_2 : $+0{,}1738$.

c) Composantes du vecteur propre correspondant à E_3 : −21,737926

a_3 : $+0{,}0595 + j \times 0{,}0375$
b_3 : $-0{,}0759 - j \times 0{,}4307$
c_3 : $-0{,}0327 + j \times 0{,}3355$
d_3 : $-0{,}3506 + j \times 0{,}3290$
e_3 : $-0{,}4857 + j \times 0{,}1958$
f_3 : $+0{,}3297$.

d) Composantes du vecteur propre correspondant à E_4 : +22,679516

a_4 : $-0{,}0219 - j \times 0{,}2134$
b_4 : $-0{,}2580 + j \times 0{,}7132$
c_4 : $-0{,}3207 + j \times 0{,}2400$
d_4 : $-0{,}1559 + j \times 0{,}0648$
e_4 : $+0{,}0084 - j \times 0{,}0718$
f_4 : $+0{,}4294$.

INFLUENCE de la STABILITÉ du [illegible] sur les mesures de TEMPÉRATURE de BRUIT

PAR

J. GRANGEON

Service Technique d'Etudes Avancées

Compagnie Française Thomson-Houston

1. Introduction

Notre but est d'examiner les méthodes de mesure des faibles températures de bruit des récepteurs, d'en déduire les conditions optimales théoriques pour chacune d'elles et de faire alors le choix de celle qui semble la mieux adaptée.

Nous appliquerons alors cette méthode dans des conditions pratiques et nous verrons que la stabilité du gain du récepteur à mesurer est une condition importante de la précision des mesures.

Nous donnerons quelques chiffres dans le cas d'un récepteur équipé d'un maser.

2. Principe de mesures

Les deux méthodes que nous considérons ont un point de départ commun : on présente devant un récepteur, de température de bruit T_R, deux sources de bruit caractérisées aussi par leur température que nous appellerons T_F et T_c, en supposant $T_c > T_F$ (c pour chaude, F pour froide). La puissance à la sortie du récepteur (ou la tension détectée qui lui est proportionnelle) varie. De leur rapport Y, on peut déduire T_R si on connaît T_c et T_F :

$$T_R = \frac{T_c - Y T_F}{Y - 1} .$$

Dans la première méthode, classique, on garde le niveau de sortie constant à l'aide d'un atténuateur étalonné, intercalé dans la chaîne d'amplification. Y est le rapport entre les atténuations.

Dans la deuxième méthode, où on n'utilise pas d'alternateur (et nous verrons pourquoi), on déduit Y du rapport des tensions détectées.

3. Réalisation des sources de bruit

Nous considérerons rapidement les deux méthodes utilisables en hyperfréquence pour réaliser des sources de bruit :

— le tube à décharge placé dans un guide, il peut avoir une température de bruit qui atteint 20 000 °K, mais la précision exigée demande un étalonnage délicat et son T.O.S. est relativement élevé. Exemple : [1] [2]. 4 500 ± 40 °K. T.O.S. ≃ 1,2

— la charge adaptée à une température T donnée. La gamme possible de températures est plus faible : on peut obtenir $T = 4$ °K (hélium liquide), avec quelques difficultés technologiques, $T = 77$ °K (azote liquide) facilement ; et jusqu'à $T \simeq 450$ °K en plaçant une charge dans un four. Les T.O.S. obtenus peuvent être très bons < 1,05. [3].

Dans les deux cas, il faut se rappeler qu'une atténuation par un élément (atténuateur ou perte de ligne), à la température T' fait que la température vue par le récepteur est donnée par la formule suivante : si $1/\alpha$ est l'atténuation ($\alpha > 1$) et T est la température de charge,

$$T_c = T' \frac{\alpha - 1}{\alpha} + \frac{T}{\alpha} \quad [4] \qquad (1)$$

La précision est donnée par la formule

$$\Delta T_c = \frac{T' - T}{\alpha} \frac{\Delta\alpha}{\alpha} + \frac{T}{\alpha} \frac{\Delta T}{T} + \frac{(\alpha - 1)T'}{\alpha} \frac{\Delta T'}{T'} . \qquad (2)$$

Nous en tirerons deux conclusions :

— Au moyen d'un atténuateur, nous pouvons obtenir n'importe quelle température de source entre

T et T' m[illegible] la précision reste du même ordre de condensée [illegible] T/T s'ajoute l'incertitude sur α : $\Delta\alpha/\alpha$

μ_{ij} = [illegible]s une température T_c aussi proche T, il faut des pertes aussi faibles que possible [illegible] connaissance de T', (si ce n'est par la température ambiante), aussi précise que possible.

Si $\alpha \neq 1$ et si $T' = T_0$ température ambiante, la formule (1) devient :

$$T_c = (T_0 - T)(\alpha - 1) + T \tag{3}$$

et la formule (2) :

$$\Delta T_c \simeq \Delta T + (\alpha - 1)\Delta T_0 + |T_0 - T|\Delta\alpha \tag{4}$$

ou

$$\frac{\Delta T_c}{T_c} = \frac{T}{T_c}\frac{\Delta T}{T} + \frac{|T_0 - T|}{T_c}\frac{\Delta\alpha}{\alpha} + \frac{(\alpha-1)T_0}{T_c}\frac{\Delta T_0}{T_0}. \tag{5}$$

Le terme $\Delta\alpha/\alpha$ est toujours grand devant $\Delta T/T$ et $\Delta T_0/T_0$.

Si l'imprécision sur T est la même, l'imprécision sur T_c augmente si T diminue, c'est-à-dire lorsqu'on veut des charges très froides, et l'imprécision sur les atténuations devient prépondérante.

4. Précautions à observer dans le cas de chaîne d'amplification

En général, un récepteur à faible bruit est constitué par un préamplificateur suivi du récepteur proprement dit avec changement de fréquence (fig. 1).

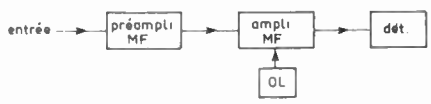


FIG. 1.

Le préamplificateur a :

— un gain en puissance G_p dans une bande B_p.

— une atténuation élevée en dehors de B_p s'il fonctionne en transmission (maser à onde progressive) faible s'il fonctionne en réflexion (maser à cavité).

— une température de bruit propre T_p.

Le récepteur superhétérodyne a :

— une bande passante B_R centrée sur F_{01} + MF

— une bande passante B_R centrée sur F_{01} − MF avec $B_R <$ MF.

— une température de bruit T_R.

Si nous cherchons la bande passante et la température de bruit T_e de l'ensemble, trois cas peuvent se présenter :

$B_p > 2$ MF, MF $> B_p \geqslant B_R$ et $B_p < B_R$

a) Si $B_p > 2$ MF, on trouve facilement

$$B_e = 2B_R \tag{6}$$

$$T_e = T_p + \frac{T_R}{G_p}. \tag{7}$$

b) Si MF $> B_p \geqslant B_R$

$$B_e = B_R \tag{8}$$

$$T_e = T_p + \frac{2T_R}{G_p} \tag{9}$$

quelle que soit la bande B_R utilisée.

Si un deuxième préamplificateur est intercalé entre le premier et le récepteur avec T'_p, B'_p, G'_p et $B_p \geqslant B'_p \geqslant B_R$, on a les formules classiques :

$$B_e = B_R\ , \tag{10}$$

$$T_e = T_p + \frac{T'_p}{G_p} + \frac{2T_R}{G_p G'_p}. \tag{11}$$

c) Si enfin $B_p < B_R$ on ne peut plus définir T_e et B_e indépendamment. Cependant, si on suppose $B_e = B_p$, on a alors :

$$T_e = T_p + \frac{2T_r}{G_p}\frac{B_R}{B_p}. \tag{12}$$

5. Optimisation de T_c et T_F

Si on part de la formule, valable pour les deux méthodes :

$$T_e = \frac{T_c - Y T_F}{Y - 1} \tag{13}$$

on peut calculer :

$$\Delta T_e = \frac{(T_e + T_F)^2}{T_c + T_F}\Delta Y + \frac{T_e + T_F}{T_c - T_F}\Delta T_c + \frac{T_e + T_c}{T_c - T_F}\Delta T_F \tag{14}$$

et

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} = \frac{(T_e + T_F)(T_e + T_c)}{T_e(T_c - T_F)}\frac{\Delta Y}{Y} + \frac{T_e + T_F}{T_c - T_F}\frac{T_c}{T_e}\frac{\Delta T_c}{T_c} + \frac{T_e + T_c}{T_c - T_F}\frac{T_F}{T_e}\frac{\Delta T_F}{T_F} \tag{15}$$

On voit que les différents termes seront d'autant plus petits que l'écart $T_c - T_F$ sera plus grand. Il semble donc qu'on aurait intérêt à choisir T_F le plus petit possible et T_c le plus grand possible. Mais alors,

suivant l'équation (5), l'imprécision sur les pertes devient prépondérante. On a donc intérêt à avoir, soit $T_c = T_0$, $T_F < T_0$, soit $T_F = T_0$, $T_c > T_0$.

Mais, par ailleurs, les mesures de gain des récepteurs à faible bruit nécessitent une charge ayant une température de bruit de l'ordre de T_e-. D'autre part, les tubes de bruit ont un T.O.S. prohibitif. Ce qui nous amène à choisir le premier cas :

$$T_F < T_c = T_0$$

De façon pratique, on peut réaliser T_F avec une charge dans l'azote liquide ou dans l'hélium liquide.

En supposant les pertes à T_0 de l'ordre de 0,3 dB, connues à $\pm$ 0,05 dB près, on obtient :

$$T_F \simeq 100\ ^\circ\text{K} \qquad \frac{\Delta T_F}{T_F} = 3{,}3\cdot 10^{-2} \qquad \frac{\Delta\alpha}{\alpha} \simeq 1{,}2\cdot 10^{-2},$$

ou

$$T_F \simeq 25\ ^\circ\text{K} \qquad \frac{\Delta T_F}{T_F} = 15\cdot 10^{-2} \qquad \frac{\Delta\alpha}{\alpha} \simeq 1{,}2\cdot 10^{-2}.$$

L'augmentation de $T_0 - T_F$ sera compensée par l'augmentation de $\Delta T_F/T_F$. Nous choisirons donc un jeu de charges à température ambiante et dans l'azote liquide.

Le tableau ci-dessous, par quelques exemples, montre que l'amélioration obtenue en abaissant T_F est négligeable et sans mesure avec l'augmentation des difficultés technologiques. (Calculs effectués avec $\Delta Y/Y = 10^{-3}$).

Exemple	$T_c \pm \Delta T_c/T_c$	$T_F \pm \Delta T_F/T_F$	$T \pm \Delta T/T$	$T_e \pm \Delta T_e/T_e$
Charge dans N_2 liquide	$300 \pm 2\cdot 10^{-3}$	$100 \pm 3{,}3\cdot 10^{-2}$	80 ± 10^{-3}	2 000 $\pm$ 3,4 % 200 $\pm$ 5 % 50 $\pm$ 13 %
Charge dans He liquide ..	$300 \pm 2\cdot 10^{-3}$	$25 \pm 15\cdot 10^{-2}$	$4 \pm 2\cdot 10^{-3}$	2 000 $\pm$ 2,7 % 200 $\pm$ 3,8 % 50 $\pm$ 10 %
Tube de bruit théorique TOS 1,05	$4\,200 \pm 1{,}3\cdot 10^{-2}$	$300 \pm 2\cdot 10^{-3}$	$4\,500 \pm 10^{-3}$	2 000 $\pm$ 1,8 % 200 $\pm$ 4,1 % 50 $\pm$ 11,8 %

Notre jeu de charges nous donnera donc des précisions de l'ordre de 5 % pour des $T_e \simeq 200$ °K, de 13 % pour des $T_e \simeq 50$ °K.

La contribution la plus importante vient de l'imprécision sur les pertes dans les lignes.

6. Raisons du choix entre les méthodes

L'équation (13) nous permet de calculer

$$Y = \frac{T_e + T_c}{T_e + T_F}. \qquad (16)$$

Il faut donc mesurer des rapports de puissance de l'ordre de 5/3 (2,2 dB) pour $T_e = 200$ °K, ou 7/3 (3,7 dB) pour $T_e = 50$ °K avec $T_c = 300$ °K et $T_F = 100$ °K.

D'autre part, pour que la contribution de $\Delta Y/Y$ soit négligeable dans $\Delta T_e/T_e$, il faut $\Delta Y/Y < 10^{-3}$.

Pour 2,2 dB, cela entraîne une précision $\simeq \pm$ 0,005 dB.

Il est illusoire d'espérer trouver un atténuateur dans une bande MF donnant des écarts d'atténuation de 2,2 dB à $\pm$ 0,005 dB près.

C'est la raison qui nous a fait éliminer la première méthode et choisir de mesurer Y par la variation de la tension de sortie. Mais il faut alors que le gain de la chaîne MF soit le même quand la puissance incidente varie. Ce n'est pas vrai au-delà d'un certain niveau, ce qui nous interdit d'utiliser des températures de charges chaudes supérieures à T_0.

7. Applications de la méthode choisie

Notre appareillage est réalisé suivant le schéma donné par la figure 2.

Le court-circuit et son commutateur nous permettent de mesurer indépendamment T_R et T_e et d'en déduire T_M.

Nous supposerons que $B_M \geqslant B_R$ donc que $B_e = B_R$.

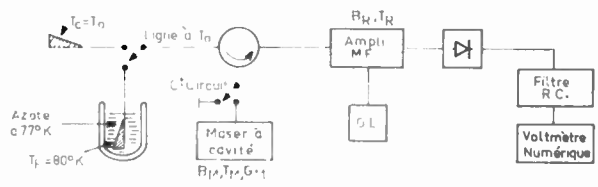


FIG. 2.

Si ce n'est pas le cas, il faut rajouter dans les calculs un terme en $(2B_R - B_M)$ et nous ne pouvons plus mesurer T_e, mais le calculer par l'expression (12).

La formule (1) nous permet de calculer les températures T' et T'' réellement vues dans les différents cas, au lieu de T_F.

Nous mesurons alors :

V_1 avec l'ensemble précédé de la charge à T_0
V_2 avec l'ensemble précédé de la charge à T''
V_3 avec le récepteur seul précédé de la charge T'
V_4 avec le récepteur seul précédé de la charge T_0.

8. Utilisation des mesures

Le tube de détection suit une loi pratiquement linéaire mais possède un courant propre qui se traduit par une tension V_0 même quand la puissance MF incidente est nulle.

D'autre part, le changement de fréquence donne une tension MF proportionnelle à la racine de la puissance hyperfréquence incidente : P_i.

Nous avons donc, si nous mesurons V_i :

$$(V_i - V_0)^2 = (V_i')^2 = \alpha P_i$$

où α contient le gain en puissance de la chaîne MF et les pertes de conversion du changement de fréquence.

Si nous explicitons ces différentes puissances, nous trouvons :

$$P_1 = G_M K B_e (T_0 + T_e) = \frac{1}{\alpha}(V_1')^2$$

$$P_2 = G_M K B_e (T'' + T_e) = \frac{1}{\alpha}(V_2')^2$$

$$P_3 = 2K B_R (T_R + T') = \frac{1}{\alpha}(V_3')^2$$

$$P_4 = 2K B_R (T_R + T_0) = \frac{1}{\alpha}(V_4')^2$$

Nous tirons immédiatement les formules identiques à l'expression (13) :

$$T_e = \frac{T_0(V_2')^2 - T''(V_1')^2}{(V_1')^2 - (V_2')^2}, \qquad (17)$$

$$T_R = \frac{T_0(V_3')^2 - T'(V_4')^2}{(V_4')^2 - (V_3')^2}. \qquad (18)$$

Dans T_e, il faudrait, en toute rigueur, prendre $T_0 + T_0/G_M$ au lieu de T_0 et $T'' + T'/G_M$ au lieu de T''.

Mais nous pouvons écrire P_1 et P_2 de façon différente :

$$P_1 = K[G_M B_M (T_0 + T_M) + 2B_R T_R] + \underbrace{K(2B_R - B_M)T_0}_{\text{Terme correctif petit}} \qquad (19)$$

$$P_2 = K[G_M B_M (T'' + T_M) + 2B_R T_R] + \underbrace{K(2B_R - B_M)T_M'''}_{\text{Terme correctif petit}} \qquad (20)$$

On calcule la tension fournie par le bruit propre du récepteur superhétérodyne :

$$(V_R)^2 = 2\alpha K B_R T_R = \frac{T_0(V_3')^2 - T'(V_4')^2}{T_0 - T'} \qquad (21)$$

$$(V_1')^2 - (V_R)^2 = \alpha K G_M B_M (T_0 + T_M) + \alpha K (2B_R - B_M) T_0$$

$$(V_2')^2 - (V_R)^2 = \alpha K G_M B_M (T'' + T_M) + \alpha K (2B_R - B_M) T'''$$

$$T_M = \frac{T_0\left[(V_2')^2 - (V_R)^2\left(1 + \frac{T_0}{2T_R}\right)\right] - T''\left[(V_1')^2 - V_R^2\left(1 + \frac{T_0}{2T_R}\right)\right]}{(V_1')^2 - (V_2')^2}$$

9. Précision des mesures : influence de la stabilité des gains.

La formule (15) va nous permettre de calculer les incertitudes sur T_e, T_R et T_M :

$$\frac{\Delta T_e}{T_e}, \quad \frac{\Delta T_R}{T_R}, \quad \frac{\Delta T_M}{T_M}.$$

Pour cela nous supposons que les températures sont stables pendant la durée des mesures mais qu'elles sont connues avec une imprécision $\delta T/T$. Par contre, les gains ou produits gain bande (dans le cas du maser à cavité) sont instables et nous avons :

$$\frac{dG}{G} = \frac{d(\alpha G_M B_M)}{\alpha G_M B_M}$$

pour l'ensemble et $d\alpha/\alpha$ pour le récepteur seul.

Nous avons alors, en supposant une incertitude $\delta V/V$ sur la lecture de tensions et $B_R = B_M$, $T_0/2T_R \ll 1$:

$$\frac{\Delta V_1'}{V_1'} = \frac{dV_1'}{V_1'} + \frac{\delta V}{V} = \frac{1}{2}\left[\frac{G_M(T_0 + T_M)}{G_M(T_0 + T_M) + 2T_R}\frac{dG}{G} + \frac{2T_R}{G_M(T_0 + T_M) + 2T_R}\frac{d\alpha}{\alpha}\right] + \frac{\delta V}{V} = \frac{1}{2}\frac{dG}{G} + \frac{\delta V}{V} \qquad (23)$$

$$\frac{\Delta V'}{V_2'} = \frac{1}{2}\left[\frac{G_M(T'' + T_M)}{G_M(T'' + T_M) + 2T_R}\frac{dG}{G} + \frac{2T_R}{G_M(T'' + T_M) + 2T_R}\frac{d\alpha}{\alpha}\right] + \frac{\delta V}{V} = \underbrace{\frac{1}{2}\frac{dG}{G} + \frac{\delta V}{V}}_{\text{Si on ne considère que } T_e} \qquad (24)$$

$$\frac{\Delta V_3'}{V_3'} = \frac{\Delta V_4'}{V_4'} = \frac{1}{2}\frac{d\alpha}{\alpha} + \frac{\delta V}{V} \qquad (25) \qquad \text{Or } Y = \left(\frac{V_1'}{V_2'}\right)^2 \quad \frac{\Delta Y}{Y} = 2\left(\frac{\Delta V_1'}{V_1'} + \frac{\Delta V_2'}{V_2'}\right) \simeq 2\frac{dG}{G} + 4\frac{\delta V}{V}$$

lorsqu'il est appliqué pour T_e à l'équation (15) :

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} = \frac{(T_e+T'')(T_e+T_0)}{T_e(T_0-T'')}\left[2\frac{dG}{G}+4\frac{\delta V}{V}\right] + \frac{T_e+T''}{T_0-T''}\,\frac{T_0}{T_e}\,\frac{\Delta T_0}{T_0}+\frac{T_e+T_0}{T_0-T''}\,\frac{T''}{T_e}\,\frac{\Delta T''}{T''} \quad (26)$$

Si nous appliquons cette formule à un cas particulier :

$T'' \simeq T' = 100\ ^\circ\text{K}$ $\quad T_0 = 300\ ^\circ\text{K}$ $\quad T_R = 1\,500\ ^\circ\text{K}$
$T_M \simeq 30\ ^\circ\text{K}$ $\quad G_M \simeq 100$ $\quad T_e \simeq 60\ ^\circ\text{K}$:

$$\frac{\Delta T_e}{T_e} = 9{,}6\ \frac{dG}{G}+19{,}2\ \frac{\delta V}{V}+4\ \frac{\Delta T_0}{T_0}+3\ \frac{\Delta T''}{T''}$$

$\delta V/V$ peut être petit : nous avions $\delta V/V \simeq 3.10^{-4}$
$\Delta T_0/T_0$ peut être aussi petit que l'on veut : nous prenons 10^{-3}.

Nous avons vu, par ailleurs, que $\Delta T''/T''$ qui dépend de la connaissance des pertes est toujours de l'ordre 10^{-2}.

Pour que la contribution de dG/G soit négligeable, il faut :

$$\frac{dG}{G} < 3\cdot 10^{-3}\ .$$

Nous devons donc avoir une stabilité de gain de l'ensemble de 10^{-3} ; si nous traduisons cela en dB, en supposant un gain de 100 dB pour l'ensemble, nous trouvons une stabilité de $\pm$ 4,3/1 000 dB.

Si nous avons seulement 100 $\pm$ 0,04 dB, ce qui est une bonne stabilité, alors $dG/G = 10^{-2}$ et la contribution de la stabilité de gain sur $\Delta T_e/T_e$ est prépondérante.

Si nous faisons le même calcul sur T_R, nous trouvons

$$\frac{\Delta T_R}{T_R} = 19\ \frac{d\alpha}{\alpha}+38\ \frac{\delta V}{V}+1{,}6\ \frac{\Delta T_0}{T_0}+0{,}6\ \frac{\Delta T'}{T'} \quad (27)$$

Si $\dfrac{\Delta T'}{T'} \simeq 10^{-2}$, il faut $\dfrac{d\alpha}{\alpha} < 3\cdot 10^{-4}$,

ce qui nécessite un récepteur superhétérodyne très soigné : oscillateur local stabilisé, mélangeur symétrique, chauffage des tubes en courant continu stabilisé, thermostation de l'ensemble, etc.

Si toutes ces conditions sont remplies, on peut supposer que, dans la variation de l'ensemble dG/G, seule est importante la contribution du préamplificateur, c'est-à-dire :

$$\frac{dG}{G} = \frac{d(G_M B_M)}{G_M B_M}\ .$$

Notons que, en toute rigueur, dans la première méthode, avec un atténuateur, la stabilité du gain doit aussi apparaître dans $\Delta Y/Y$.

On peut alors, avec les valeurs précédentes, estimer $\Delta T_M/T_M$. On trouve :

$$\frac{\Delta T_M}{T_M} = 14{,}3\frac{dG}{G}+13\frac{\Delta T_0}{T_0}+5{,}5\frac{\Delta T''}{T''}+3{,}3\frac{d\alpha}{\alpha}+\frac{\Delta T_R}{T_R}+38\frac{\delta V}{V} \quad (28)$$

et avec l'équation (27) :

$$\frac{\Delta T_M}{T_M} = 14\ \frac{dG}{G}+22\ \frac{d\alpha}{\alpha}+76\ \frac{\delta V}{V}+15\ \frac{\Delta T_0}{T_0}+6\ \frac{\Delta T''}{T''} \quad (29)$$

et avec

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = 10^{-4}\ \frac{\delta V}{V} = 3\cdot 10^{-4}\ \frac{\Delta T''}{T''} = 10^{-2}\ \frac{\Delta T_0}{T_0} = 10^{-3}\ ,$$

$$\frac{\Delta T_M}{T_M} = 14\ \frac{dG}{G}+10^{-1}\ . \quad (30)$$

Il faut donc $\dfrac{dG}{G} < 7\cdot 10^{-3}$ pour que $\Delta T_M/T_M \simeq 10\,\%$

Nous obtenons, à cet effet, à moyen terme, une stabilité avec un maser à cavité, de l'ordre de 1 à $2\cdot 10^{-3}$.

10. Conclusion

En résumé, pour obtenir la plus grande précision possible pour les mesures des faibles températures de bruit, il faut de préférence :

— une charge à température ambiante : T_0.

— une charge refroidie à l'azote : T_F.

Il faut alors :

— connaître T_0 à mieux que 0,5 °K près.

— connaître les pertes devant la charge refroidie à mieux que 0,05 dB près, à condition que les TOS soient < 1,05.

— que l'*amplificateur* ait un gain stable pendant l'expérience à mieux que $3\cdot 10^{-4}$.

— que le *préamplificateur* à tester ait un gain stable à mieux que $5\cdot 10^{-3}$.

On peut alors espérer connaître les températures de bruit inférieures à 100 °K à environ 10 % près.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Rapport d'Etudes. CFTH, non publié. MR/MK. 018 T/NE 63, 7 octobre 1963.

[2] MEDD W.J. — Characteristics of Argon Noise Source Tubes at S-Band. *IRE Transactions on MTT*, juillet 59.

[3] WELLS J.S., DAYWITT W.C., MILLER C.K.S. — Measurements of effective Temperatures of Microwave Sources. *IRE International Convention Record*. Part 3. 1962.

[4] SIEGMAN A.E. — Thermal Noise in Microwave Systems. Part I. *The Microwave Journal*. mars 1961.

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN MASER A CAVITÉ FONCTIONNANT A $\lambda = 4$ mm (*)

PAR

A. MOLÉ et M. SOUTIF

Laboratoire de Physique Générale
Faculté des Sciences de Grenoble.

1. Introduction

L'évolution des techniques et des idées dans les 15 dernières années a poussé les physiciens et les ingénieurs vers la conquête des très hautes fréquences. Il ne s'agit pas là de réaliser des performances plus ou moins « sportives » malgré la difficulté réelle du problème, mais d'ouvrir de nouveaux débouchés aux mesures physiques et aux applications.

Certes, au-dessous de 8 mm de longueur d'onde, l'absorption atmosphérique limite considérablement l'usage des ondes électromagnétiques en propagation pure, comme le montre la figure 1. Mais le radar et les télécommunications terrestres ne sont pas les seules applications des micro-ondes. La possibilité de réaliser des antennes de petites dimensions et, malgré tout, très directives, donne au contraire un atout considérable aux petites longueurs d'onde pour les télécommunications spatiales de l'avenir. Mais, plus proches des problèmes actuels, il est possible de citer les domaines d'application suivants :

— La télémétrie de précision sur courtes distances ;

— La radiométrie, plus favorable aux hautes fréquences grâce aux lois du corps noir ;

— L'étude des plasmas de haute densité, en particulier dans les recherches sur la fusion ;

— La météorologie [1] et la navigation aérienne [2], grâce à l'observation du spectre de l'oxygène ;

— La radioastronomie [3] au voisinage du zénith ;

— La physique du solide, par l'étude des transitions magnétiques dans les champs élevés que permettent maintenant d'atteindre les bobines supraconductrices ;

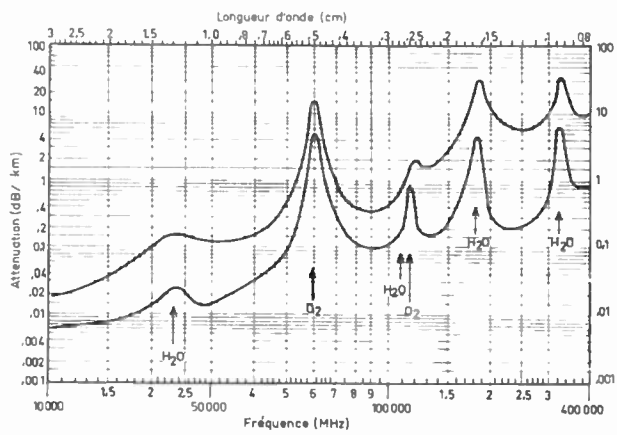


FIG. 1. — Atténuation atmosphérique des ondes hertziennes au niveau de la mer en fonction de la fréquence ou de la longueur d'onde.
Courbe supérieure « niveau de la mer » $p = 760$ mmHg ; $T = 20$ °C ; $pH_2O = 7{,}5$ g/m³.
Courbe inférieure « 4 km », $T = 0$ °C, $pH_2O = 1{,}0$ g/m³.

— Diverses applications militaires.

Les générateurs, à de telles fréquences, ont fait beaucoup de progrès grâce à la mise au point de carcinotrons délivrant des puissances supérieures au watt jusque 0,5 millimètre. Mais le problème des récepteurs sensibles, donc à faible bruit, reste à résoudre.

Si, grâce à leur simplicité, les amplificateurs paramétriques représentent, dans beaucoup de cas, la

(*) Ce travail a été réalisé sous contrat D.R.M.E. en collaboration avec la Société ALCATEL. Il fait suite à un travail réalisé dans les mêmes conditions, en collaboration avec les Sociétés ALCATEL et C.S.F.

solution idéale en ondes centimétriques, il n'est pas certain que des diodes millimétriques puissent être réalisées dans un proche avenir. Aussi la seule solution reste celle offerte par les masers et c'est pour cette raison que le présent travail a été entrepris.

2. Choix du type de maser

Nous ne reviendrons pas ici sur le principe des masers. On en trouvera la description dans de nombreux ouvrages [4] [5] ou articles [6].

La construction d'un maser à onde progressive, malgré l'avantage que présente celui-ci vis-à-vis de la largeur de bande, a été éliminée en raison de la difficulté mécanique de réalisation de la structure à retard et d'assemblage de plusieurs monocristaux dans des orientations identiques.

Nous avons donc choisi le dispositif à cavité résonnante et, comme substance active, un cristal paramagnétique soumis à un champ magnétique extérieur, de manière à disposer d'une latitude importante de réglage sur la fréquence du signal.

Le pompage nécessaire pour inverser la population des deux niveaux magnétiques choisis peut être obtenu de diverses manières. Une voie très séduisante consiste à pomper par l'intermédiaire d'un niveau optique excité. Ce système a l'avantage de ne pas imposer de limites de principe à l'amplification vers les très courtes longueurs d'ondes, mais exige la recherche de centres paramagnétiques répondant à un ensemble de critères très stricts. Une inversion de population a été obtenue dans notre laboratoire par Y. MERLE D'AUBIGNÉ [7] grâce à un pompage en lumière polarisée agissant sur des centres F dans des cristaux d'halogénures alcalins. Une vaste étude des propriétés magnéto-optiques de défauts de réseaux est en cours et a déjà donné des résultats intéressants [8] [9].

Parallèlement, la voie plus conventionnelle du pompage hyperfréquence du type Bloembergen, utilisant trois ou quatre sous-niveaux magnétiques de l'état fondamental, a été poursuivie en se fixant une longueur d'onde de pompage voisine de 2 mm, valeur pour laquelle il existe des carcinotrons commerciaux très satisfaisants. Ce choix conduit pratiquement à une longueur d'onde inférieure ou égale à 4 mm pour le signal amplifié.

3. Choix du matériau paramagnétique

Un certain nombre de conditions doivent être réunies pour que l'on puisse espérer un effet maser satisfaisant.

a) *Structure des niveaux magnétiques*

La première condition à remplir est évidemment l'existence de trois niveaux d'énergie magnétiques séparés des valeurs correspondant à l'énergie des photons de pompe et de signal. Cette condition peut être convenablement ajustée par le jeu du champ magnétique extérieur et de l'angle entre celui-ci et les axes cristallins de l'échantillon. Cependant, il est souhaitable de travailler dans des champs magnétiques pas trop élevés. Or les énergies correspondant à 2 mm exigeraient des champs magnétiques de l'ordre de 50 000 Oe pour des électrons libres. Il faut donc s'adresser à des ions très fortement couplés au réseau cristallin et présentant ainsi, même en champ nul, une structure en niveaux largement espacés (splitting initial) afin que l'apport d'énergie demandé au champ extérieur reste faible.

Enfin, il est souhaitable de disposer de plus de trois niveaux, de manière à accroître les possibilités de pompage par divers artifices de push-pull ou de cascades et à s'affranchir ainsi de la condition de Bloembergen :

$$\lambda \text{ (pompage)} < \frac{\lambda}{2} \text{ (signal)} .$$

b) *Temps de relaxation*

Le maser est un dispositif de trois niveaux maintenus hors de l'équilibre thermique par l'absorption de l'énergie de pompage. Le court-circuit thermique qui tend à rétablir l'équilibre, doit donc être aussi faible que possible sous peine d'imposer des puissances de pompage inacceptables. Or l'interaction thermique provient du couplage entre le système de spins et le spectre de phonons de la matrice cristalline, par le jeu de divers phénomènes tels que le couplage spin-orbite. Ce phénomène exige l'emploi de basses températures pour réduire le spectre de phonons, mais il impose, en outre, un choix relativement étroit d'ions et de structures cristallines.

c) *Largeur de niveaux*

Les niveaux magnétiques ont des largeurs extrêmement variables provenant de nombreuses origines : interactions entre les spins électroniques ou entre ceux-ci et les spins nucléaires (interaction hyperfine) limitation de durée de vie par la relaxation, inégalités locales du champ magnétique ou du champ cristallin.

Il est nécessaire, pour un maser, de disposer de niveaux assez étroits donnant des fréquences bien définies, et il est capital que la largeur de ces niveaux soit due à une interaction « homogène », c'est-à-dire qu'elle provienne d'un couplage de tous les spins entre eux, permettant de définir une température commune à l'ensemble. Il faut, en particulier, éviter des structures en paquets de spins, isolés les uns des autres et provenant d'irrégularités de concentration ou d'orientation cristalline, car alors l'émission ne sera réalisée qu'en certains points de l'échantillon, tandis que les autres seront inactifs, ou plus probablement absorbants.

Enfin des concentrations de spins trop élevées, outre des niveaux larges, favorisent l'apparition de la « cross relaxation » [10] qui, sauf dans des cas très particuliers [11], s'oppose aux inversions nécessaires.

Au total, il convient d'utiliser un système de spins suffisamment dilué dans une matrice cristalline aussi homogène que possible.

L'étude des cristaux répondant à ces trois conditions a fait l'objet de très nombreuses publications, tant à l'étranger [12] que dans notre laboratoire, où les

ions terres rares dans des matrices cubiques (MgO, ThO_2) ont, dans ce but, été très étudiés [13] [14].

Nous avons finalement choisi pour la réalisation pratique du maser, une matrice d'oxyde de titane (rutile) dopé avec des ions Fe^{3+}. Ce cristal, en effet, a été déjà beaucoup étudié et a donné lieu à de bons résultats dans la bande des 8 mm.

4. Etude physique du rutile

4.1. Spectre de résonance paramagnétique

L'intérêt du rutile dopé au fer, comme matériau maser au-dessous de 1 cm mis en évidence par les réalisations de D. Carter [15], S. Foner et L.R. Momo [16], en particulier, résulte de ses propriétés paramagnétiques : large splitting à champ nul, nombreux niveaux, multiples combinaisons de pompage possible, et de ses intéressantes propriétés diélectriques.

Nous avons donc choisi de réaliser un amplificateur maser utilisant ce matériau, à des fréquences de signal dans la bande des 4 mm et de pompe vers 2 mm.

L'ion Fe^{3+}, de configuration 3 d^5, est à l'état libre dans l'état $^6S_{5/2}$. Dans TiO_2 il est placé dans le champ électrique de symétrie presque orthorhombique créé par les six oxygènes voisins ; le fondamental se compose de trois doublets de Kramers dont la dégénérescence est levée par application d'un champ magnétique continu.

La structure cristalline de TiO_2, de symétrie D_{2h}, donne lieu à deux sites équivalents par maille, dont les axes S_1 et S_2 associés à l'axe optique C forment un système orthogonal. On observe donc deux séries de spectres identiques, décalés de 90° par rotation autour de l'axe $\bar{C}$ (fig. 2).

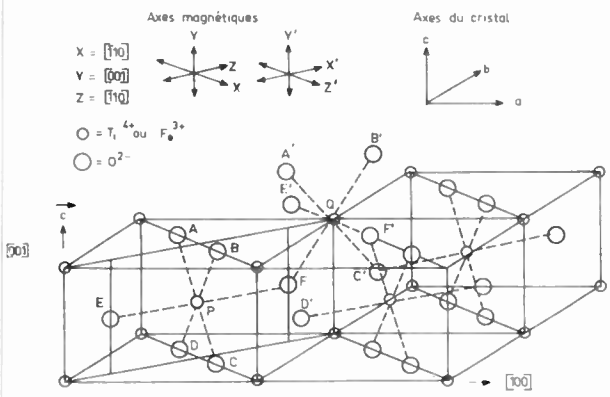


Fig. 2. — Structure et symétries cristalline de TiO_2 (rutile).

Le remplacement de Ti^{4+} par Fe^{3+} implique une compensation de charge qui se fait à courte distance et crée une distorsion du champ orthorhombique qui explique les larges écarts en champ nul : 43,3 GHz et 81,3 GHz. Ces grands écarts (leur somme 124,6 GHz appartient à la bande 2 mm) suggèrent qu'il suffira de champs assez faibles pour obtenir un effet maser à des fréquences millimétriques.

Autre facteur favorable, les raies sont fines, de 10 à 60 gauss suivant les orientations.

L'hamiltonien qui rend compte de la symétrie de Fe^{3+} ($S = 5/2$) et des résultats expérimentaux est :

$$\mathcal{H} = g\beta H \cdot S + D\left[S_z^2 - \frac{1}{3}S(S+1)\right] + E(S_x^2 - S_y^2)$$
$$+ \frac{a}{b}\left[S_x^4 + S_y^4 + S_z^4 - \frac{1}{5}S(S+1)(3S^2+3S-1)\right]$$
$$+ b[35S_z^4 - 30S(S+1)S_z^2 + 25S_z^2 - 6S(S+1)$$
$$+ 3S^2(S+1)^2]$$

où l'on introduit le terme F tel que $\frac{7F}{36} = 35b$

$a = 1{,}10$ GHz $g = 2{,}000 \pm 0{,}0005$
$D = 20{,}35$ GHz $E = 2{,}21$ GHz $F = -0{,}46$ GHz

Les axes x, y, z sont choisis de telle sorte que

$Oz \parallel C$ axe optique
$Ox \parallel S_1$ axes de symétrie des sites I et II
$Oy \parallel S_2$

On appelle θ l'angle entre H et Oz, φ l'angle entre la projection de H sur xOy et Ox. Les valeurs propres de $\mathcal{H}$ ont été calculées par différents auteurs [17, 18] en fonction des paramètres θ et φ. Les résultats, sous forme graphique ou numérique, nous ont été communiqués par les auteurs de la référence [17]. Cela nous a permis de déterminer de manière approchée les valeurs des cinq paramètres : fréquence de signal, de pompe, champ magnétique, angles θ et φ.

En examinant l'hamiltonien, on voit que la contribution des termes du 4e ordre n'est nullement négligeable ; il en résulte que la configuration des niveaux d'énergie varie considérablement avec l'orientation du champ magnétique dans le réseau cristallin. Un plan de ce réseau joue cependant un rôle important : le plan [110], plan de symétrie des axes des sites équivalents : lorsque le champ magnétique s'y trouve contenu, les deux spectres de raies se trouvent confondus et la totalité des spins participe à la résonance. Nous avons, a priori, limité nos recherches à ce plan, l'un des angles, φ, se trouve ainsi fixé ($\varphi = \pi/4$).

En utilisant les tables de valeurs numériques relatives à ce plan, nous avons déterminé, par interpolations successives, les deux systèmes de points de fonctionnement figurant dans le tableau I.

L'inconvénient de ce type de maser vient du fait que trois des paramètres sont liés au 4e de façon étroite et qu'en général, l'amplification dépend fortement de la précision des réglages. Toutefois, dans le premier cas, au voisinage de $\theta = 90°$, lorsque H est parallèle à l'axe [110], les paramètres sont stationnaires en fonction de θ, et on peut admettre une orientation moins précise. La figure 3 montre alors la disposition des niveaux. Pour vérifier les résultats numériques ainsi obtenus, des mesures en résonance paramagnétique ont été faites à diverses fréquences. Des boules de rutile dopé, de provenances diverses, ont été orientées à 3 cm, d'après la symétrie des diagrammes obte-

TABLEAU I

Point de fonctionnement	Premier cas	Deuxième cas
Transition de signal	3-5	2-4
Transition de pompe	1-5 et 3-6	1-4 et 2-6
Fréquence de signal	65 à 70 GHz	65 à 74 GHz
Fréquence de pompe	125 à 116 GHz	136 à 147 GHz
Champ magnétique	7 000 à 4 750 G	10 200 à 11 000 G
Angle θ	68° à 90°	6,5° à 13,5°

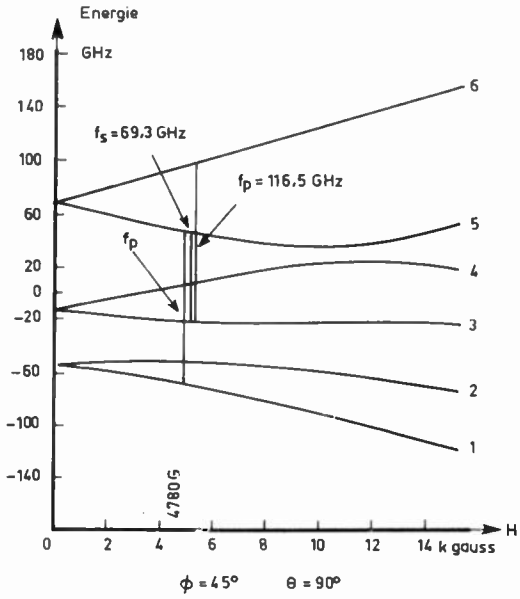


FIG. 3. — Disposition des niveaux d'énergie en fonction du champ dans les conditions angulaires du premier point de fonctionnement. Transition du maser push-pull.

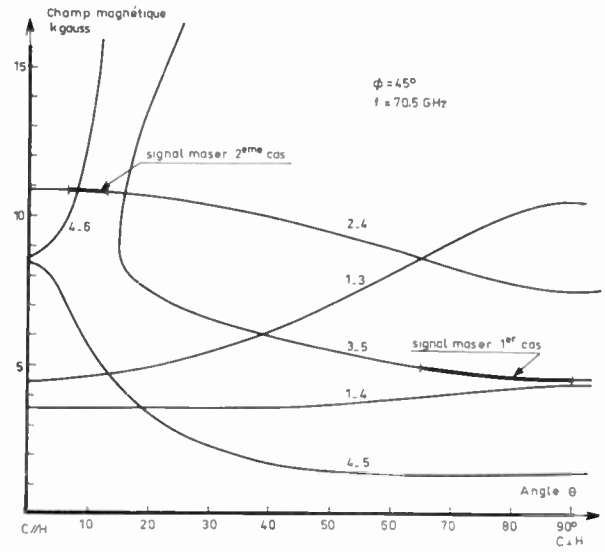


FIG. 4. — Diagramme $H(0)$ à 4 mm et zones de fonctionnement maser.

nus, suivant une méthode mise au point auparavant pour le rubis ; des échantillons ont été taillés suivant les axes [110] et [001] ainsi matérialisés. La précision atteint 0,5°.

Le diagramme $H(\theta)$ a été tracé à 4 mm (fig. 4), le tracé expérimental de H en fonction de la fréquence pour $\theta = 90°$ montre que l'incertitude sur les résultats numériques théoriques est inférieure à 5.10^{-3}. On a pu vérifier, d'autre part, qu'il est extrêmement difficile de rendre H parallèle au plan [110] ; au voisinage de ce plan et pour la transition 3 - 5, les raies dues aux deux sites s'écartent de 120 gauss pour 1° d'erreur sur φ. Leur largeur étant d'environ 20 gauss, un défaut de coïncidence de 1/10 de cette largeur résulte d'une erreur d'orientation de seulement 1'. Cette simple remarque nous a obligés à prévoir un dispositif mécanique d'orientation très précis et assez volumineux (fig. 5).

Ensuite, des expériences à basse température, hydrogène et hélium, nous ont permis une appréciation qualitative des diverses probabilités de transition à 4 mm. Les états sont suffisamment « mélangés » pour que ces probabilités soient grandes, et l'on observe en effet une saturation facile à la température de l'hydrogène et complète à celle de l'hélium, à

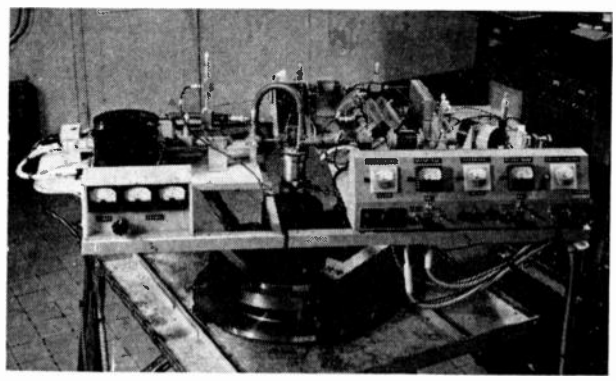


FIG. 5. — Photographie de la « Tête » du maser montrant le dispositif mécanique d'orientation et le châssis en cornière supportant l'ensemble hyperfréquence. A gauche le circuit de pompage, à droite le circuit signal et le récepteur 4 mm.

faible puissance de signal : 1 mW environ. On peut en déduire grossièrement des temps de relaxation de 1 à 5 ms, en accord avec les quelques résultats publiés [19, 20].

Enfin, à 2 mm, nous avons obtenu expérimentalement le diagramme $H(\theta) = 45°$ (fig. 6) pour différentes fréquences de pompe. D'autre part, on constate bien que, sur les cristaux de petites dimensions

(12 mm³), on peut saturer complètement les transitions de pompe prévues, à l'hélium et à l'hydrogène. Sur un cristal plus gros (100 mm³), on observe encore à l'hélium une faible dispersion.

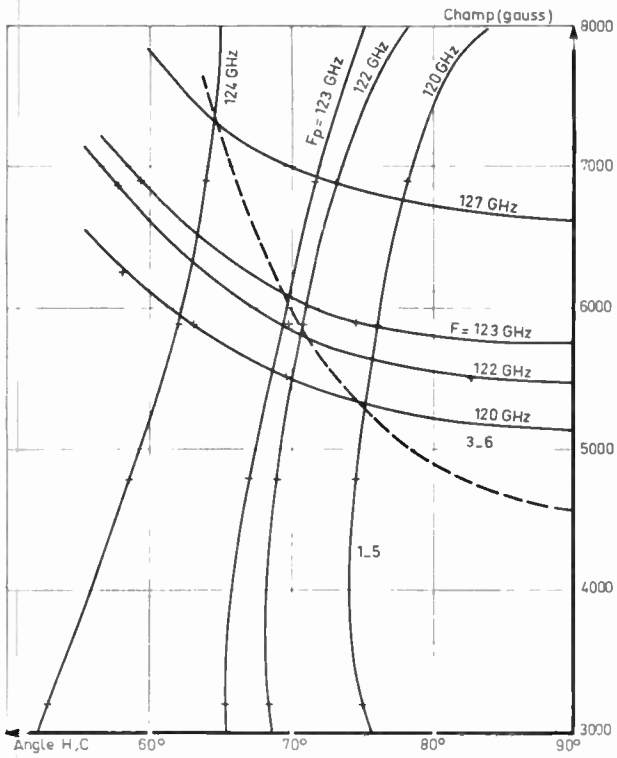


FIG. 6. — Diagramme $H(0)$ pour $\varphi = 45°$ à 2 mm.

4.2. CARACTÉRISTIQUES DIÉLECTRIQUES

Le maser 4 mm est du type simple à cavité en réflexion. Cela est très simplement réalisable si l'on examine les propriétés diélectriques bien connues du rutile. Sa constante diélectrique est très élevée (et très anisotrope) et dépend peu de la fréquence dans le domaine hertzien, comme l'indiquent les mesures faites par SABISKY et GERRITSEN [21] à 25 GHz (fig. 7) et dont quelques points caractéristiques ont été reportés dans le tableau II.

TABLEAU II

Température	$\varepsilon_\perp$	$\varepsilon_{//}$
300 °K	87	167
78 °K	123	235
4,2 °K	130	256

Un cristal de quelques millimètres de côté forme donc un résonateur sur des modes d'ordre élevé, d'autant plus nombreux que ses dimensions sont grandes ; les surtensions de ces modes sont élevées à basse température, les pertes diélectriques étant très faibles. En effet, les valeurs de la tangente de perte sont de l'ordre de $1 \text{ à } 10 \cdot 10^{-5}$ suivant la concentration en Fe, entre 78 °K et 4 °K. On peut, dans ce

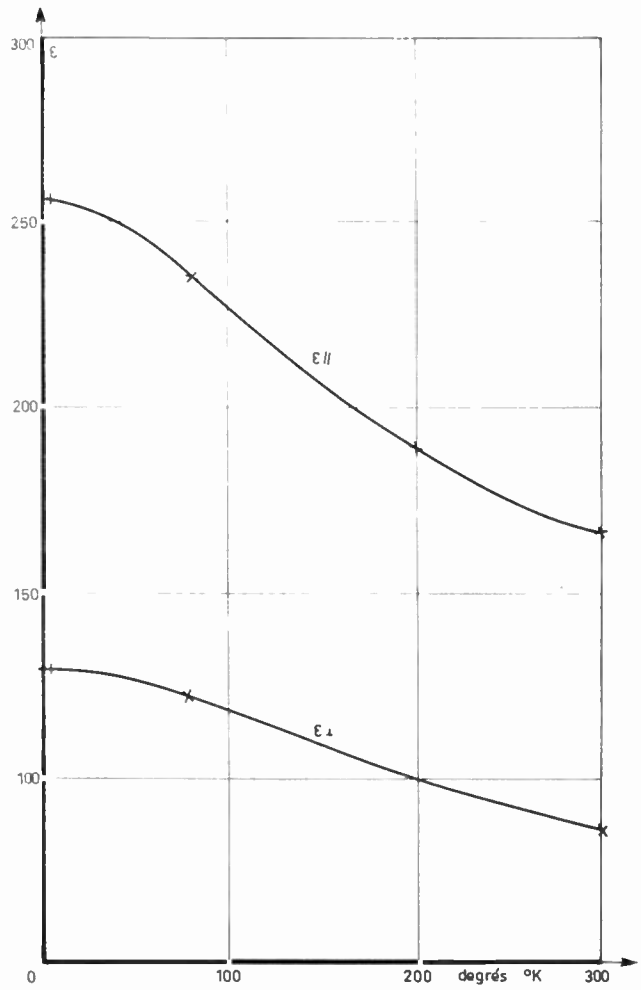


FIG. 7. — Variation en fonction de la température des constantes diélectriques perpendiculaire et parallèle à l'axe C pour un monocristal de rutile.

cas, déduire la densité des modes de la formule de Rayleigh-Jeans adaptée au cas anisotrope :

$$d\nu = \frac{8\pi V \varepsilon_{//} \sqrt{\varepsilon_\perp} f^2 \, df}{C^3} .$$

L'accord expérimental est satisfaisant : à 4 mm, un échantillon de 100 mm³ présente, entre deux modes voisins, un écart moyen calculé de 1,2 MHz et mesuré de 1,4 MHz. Sur le lobe d'un klystron balayé en dents de scie, et dont la largeur est voisine de 100 MHz, on compte en effet 70 modes distincts, à la température de l'hydrogène. Leur surtension moyenne peut donc être évaluée à 100 000 d'où : $\text{tg } \delta \simeq 5 \cdot 10^{-6}$.

Si on limite, a priori, le nombre des modes, donc leur surtension, la formule précédente donne une idée du volume nécessaire, voisin de 10 mm³ pour obtenir un mode tous les 100 MHz. Des échantillons ont été taillés sous forme de lames $3 \times 1{,}5$ mm² de faible épaisseur, 0,8 mm, pour lesquelles la répartition observée est conforme aux prévisions.

5. Description du dispositif expérimental

5.1. SCHÉMA GÉNÉRAL

La figure 8 donne le principe des circuits. La sonde

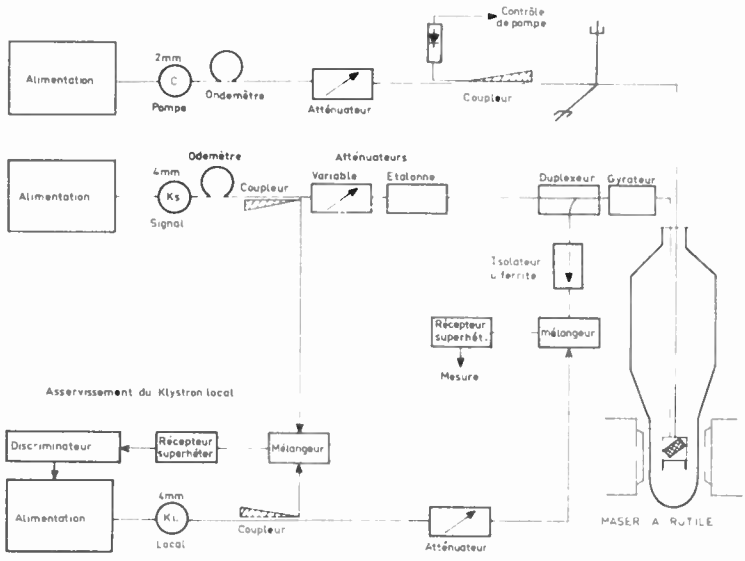


FIG. 8. — Schéma général des circuits du maser.

schématisée par deux lignes fera l'objet du prochain paragraphe.

L'oscillateur de signal et l'oscillateur local du récepteur superhétérodyne sont des klystrons Philips, dont la bande s'étend de 65 à 75 GHz et qui délivrent une centaine de milliwatts. Leur stabilité est de 1 à $3 \cdot 10^{-5}$ sur quelques dizaines de secondes et de 3 à $5 \cdot 10^{-4}$ sur quelques minutes.

Il a donc été nécessaire de réaliser un asservissement en fréquence du klystron local sur le klystron de signal.

L'oscillateur de pompe est un carcinotron CO20 qui fournit 0,5 à 2,5 W entre 117 et 134 GHz. Une stabilisation n'est pas nécessaire.

Tout l'ensemble, éléments sur guide millimétrique et électronique transistorisée, à l'exception des alimentations, est disposé sur un plateau soutenant également le cryostat. En effet, le cristal doit être orienté en θ et φ de façon telle que son plan [110] soit rendu parallèle au champ ($\varphi = 45^{\circ}$) pour toutes les orientations donnant l'effet maser. Le champ, donné par un électro-aimant Varian, étant horizontal et immobile, tout l'ensemble tourne autour d'un axe vertical pour donner θ, et s'incline autour d'un axe horizontal quelconque pour compenser l'erreur de taille sur φ, de manière indépendante et avec précision.

5.2. Système mécanique

Un plateau divisé dont la lecture est au 1/10 de degré, tourne dans un roulement à billes (variation de θ). On le rend mécaniquement parallèle à H. Une couronne à section triangulaire, offrant une surface concave conique, s'appuie sur le plateau précédent en quatre points. Cette surface concave enveloppe une sphère centrée sur l'échantillon. Un deuxième plateau est fixé à la couronne, que des vis de commande à blocage peuvent déplacer dans toutes les directions possibles. Ce deuxième plateau supporte l'ensemble des circuits du maser. On peut ainsi, indépendamment, faire tourner de 360° et incliner de $\pm 5^{\circ}$ tout l'ensemble, cryostat compris. L'ensemble 4 mm et l'ensemble 2 mm sont posés l'un et l'autre sur une planche montée sur vérins, de manière à ajuster les guides d'ondes sur la tête de la sonde.

5.3. Récepteurs

Les récepteurs de mesure et d'asservissement de l'oscillateur local sont identiques et se composent d'un mélangeur, d'un préamplificateur et d'un amplificateur à fréquence intermédiaire (30 MHz).

Le *mélangeur* est constitué par un anneau hybride à guide d'onde. Les cristaux utilisés sont du type 1 N 2792 de Philco et leur courant est réglé à 20 μA. Le facteur de bruit maximal est de 17 dB et la perte de conversion de 13,5 dB.

Le *préamplificateur* est entièrement transistorisé et réalisé au laboratoire sur circuit imprimé (fig. 9). Il est relié au mélangeur par deux câbles coaxiaux aussi courts que possible pour éviter l'atténuation. Le 1er étage est constitué de deux transistors mésa 2 N 2415 montés, le premier en émetteur commun,

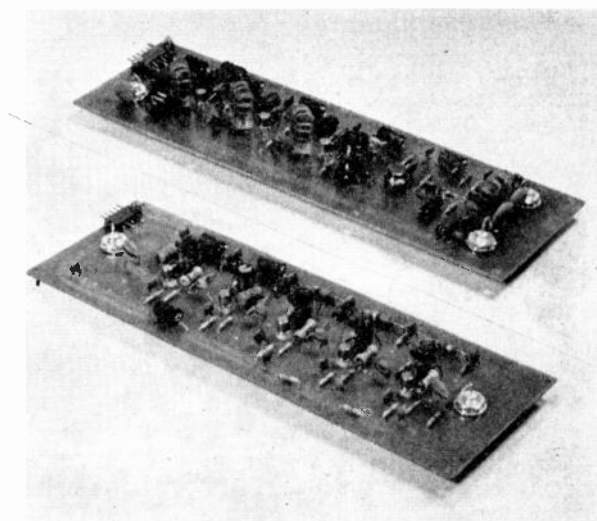


FIG. 9. — Photographies du préamplificateur (en haut) et de l'amplificateur (en bas) réalisés sur circuit imprimé.

le deuxième en base commune. Ce deuxième étage donne la sélectivité principale du préamplificateur à l'aide d'un C.O. monté dans son collecteur et du R.C. de liaison qui forme filtre. Cela donne, dans une grande plage, une grande souplesse de réglage. Les trois derniers étages sont montés en base commune et sont à très large bande, grâce à des autotransformateurs du type Ruthroff. Le schéma d'ensemble est représenté sur la figure 10.

La bande passante est de 19 MHz autour de 30 MHz et le gain de 44 dB.

L'amplificateur (fig. 9) est du même type de réalisation et comprend cinq étages de transistors 2 N 706 à liaison par transformateur neutrodyné. La sortie

WRH

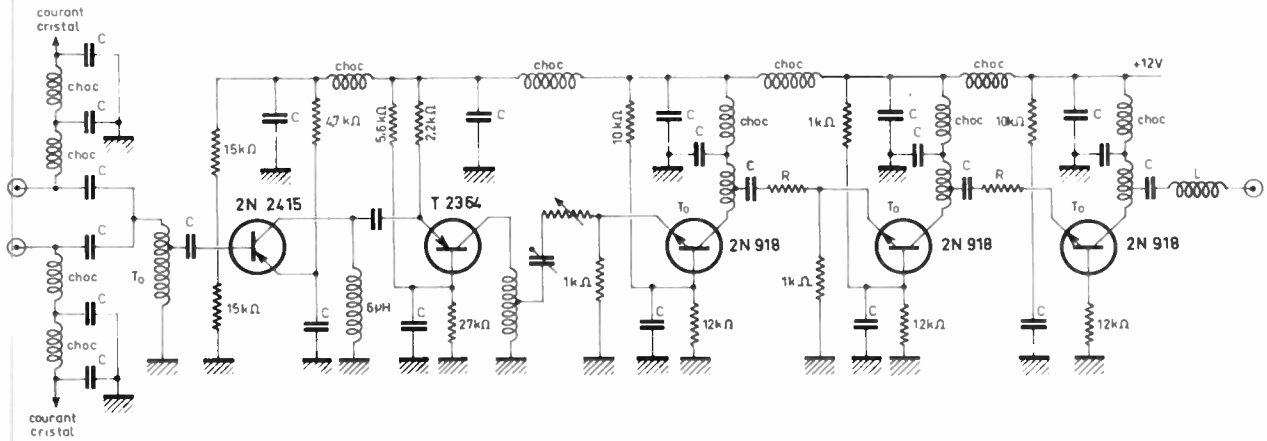


FIG. 10. — Schéma radioélectrique du préamplificateur à faible bruit et large bande. C = 4 700 pF ; choc : ferrite ; T_0 : 9 spires doubles sur tores ferrite L.T.T. ; T : 20 spires sur 9MB75 prise à 4 spires côté masse.

de l'amplificateur de mesure est équipée d'une détection par diode à pointe. La bande passante est de 13 MHz autour de 30 MHz et le gain de 70 dB. Une commande des deux premiers étages permet de réaliser une variation de gain de plus de 50 dB sans variation de largeur de bande.

Le facteur de bruit total de l'ensemble préamplificateur + amplificateur est de 2,5 dB.

La chaîne de *contrôle automatique de fréquence* conduit à une stabilité de l'écart entre les deux klystrons meilleure que 0,1 MHz pour une fréquence de service voisine de 70 000 MHz.

6. Etude de la sonde

La réalisation de la sonde de mesure est, de loin, la partie la plus délicate de la mise au point.

La difficulté fondamentale est liée aux propriétés diélectriques du rutile. S'il est commode de constituer la cavité par le cristal lui-même, grâce à sa constante diélectrique particulièrement élevée, cette propriété rend, par contre, extrêmement difficile le couplage de la cavité avec l'extérieur, et surtout un réglage progressif de ce couplage.

Or la théorie des lignes, appliquée à une cavité décrite par un Q_0 intrinsèque, un Q_e du couplage et un Q_m (négatif) traduisant l'apport d'énergie de l'effet maser, montre [4] que le couplage joue un rôle essentiel dans le réglage du gain G de l'appareil et dans le passage de l'oscillation à l'amplification.

En effet

$$G = \left[\frac{\beta - \left(1 - \frac{Q_0}{Q_m}\right)}{\beta + \left(1 + \frac{Q_0}{Q_m}\right)}\right]^2$$

où $\beta = \dfrac{Q_0}{Q_c}$ est le coefficient de couplage.

Deux types de sondes ont été utilisés :

a) La sonde n° 1 se compose de deux guides RG 99/U (bande normale 60-90 GHz) en argent, soudés l'un à l'autre et d'épaisseur réduite pour diminuer les pertes thermiques. La longueur de la sonde est de 70 cm environ. Une transition en guide électroformé, de 4 mm en 2 mm se trouve juste avant la cavité contenant le cristal. Cette transition est nécessaire pour éviter une perte de la fréquence signal dans le circuit de pompe. Ces guides débouchent sur une cavité de section rectangulaire de 15 mm de hauteur qui contient le cristal. Un piston de court-circuit est commandé de l'extérieur, en fonctionnement, par un tube en acier inoxydable entourant les guides (fig. 11). Cette structure simple, mécaniquement rigide et d'enroulement minimal (O 14 mm) permet d'utiliser des entrefers petits. La sonde est enfermée dans un vase dewar métallique. L'étroitesse du col a obligé de souder l'arrivée servant au transfert d'hélium ou d'hydrogène liquide sur le côté du vase.

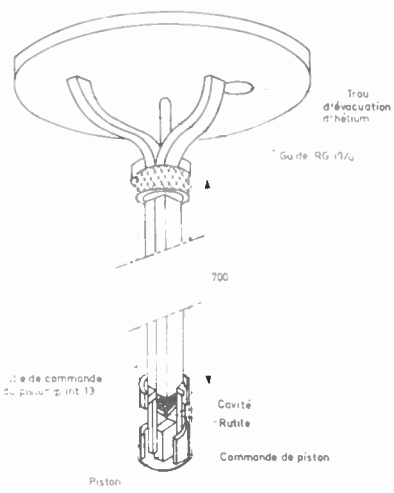


FIG. 11. — Schéma de la sonde n° 1.

Le cristal qui constitue, en fait, la cavité résonnante occupe une partie de la section droite du système soit 3 × 1,5 mm² sur une épaisseur de 0,8 mm. Il a été préalablement taillé pour satisfaire à la valeur choisie pour l'angle φ soit $\pi/4$. Le choix du cristal a été très difficile en raison de graves imperfections (macles torsion du réseau) que présentent presque

tous les échantillons. L'élément retenu, de concentration en Fe^{3+} égale à 0,029 % provient de la firme Djeva et nous a été aimablement donné par la C.S.F.

Ce montage a donné une oscillation maser très nette et a permis de bien définir les exigences sur les précisions angulaires, la stabilité du champ et de la température. Ces résultats seront exposés dans le prochain paragraphe. Mais il n'a pas été possible de maîtriser cette oscillation par le seul jeu du couplage avec piston arrière. Lorsque tous les paramètres sont ajustés au mieux, on obtient une oscillation à bande large représentée par la photo oscilloscopique (fig. 12) où chaque carreau représente environ 30 MHz.

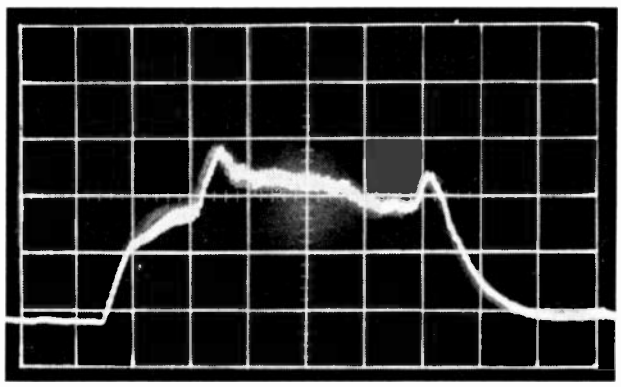


FIG. 12. — Observation oscilloscopique de l'oscillation maser obtenue avec la sonde n° 1.

b) La sonde n° 2 se compose d'un seul guide d'onde RG 99/U (bande 60 à 90 GHz). L'onde de pompage est donc véhiculée par le même guide que le signal. Le couplage entre cette sonde et les deux guides d'alimentation s'effectue dans un té spécialement conçu. Le filtrage vers le récepteur de l'onde de pompage est très simplement effectué par le gyrateur 4 mm qui est complètement absorbant à 2 mm. Les cristaux mélangeurs sont donc parfaitement protégés d'une saturation parasite éventuelle. Le signal n'est pas perturbé par l'arrivée du 2 mm, le guide standard à cette fréquence étant largement au-delà de la coupure pour le 4 mm. Cependant la réalisation mécanique de cette transition a été très délicate en raison des faibles dimensions des guides ($2{,}032 \times 1{,}016$ mm² pour le 2 mm). L'ensemble a été réalisé en deux demi-coquilles accolées, et n'apporte à 4 mm qu'une perte de 1,1 dB.

L'utilisation d'un seul guide pour la sonde a le double avantage de diminuer notablement les pertes thermiques, même avec un guide standard d'argent (l'amincissement donnant lieu à des déformations incontrôlables), et d'augmenter la place disponible pour les commandes dans le même encombrement que précédemment (diamètre hors tout 14 mm).

La cavité terminale, de section égale à celle des cristaux, soit $3 \times 1{,}5$ mm², est fixée par une bride à écrou, et un piston de court-circuit arrière est commandé de la même manière que précédemment.

L'essentiel du nouveau dispositif réside dans un couplage variable supplémentaire placé dans le guide, avant le cristal. Plusieurs systèmes schématisés par la figure 13 ont été essayés :

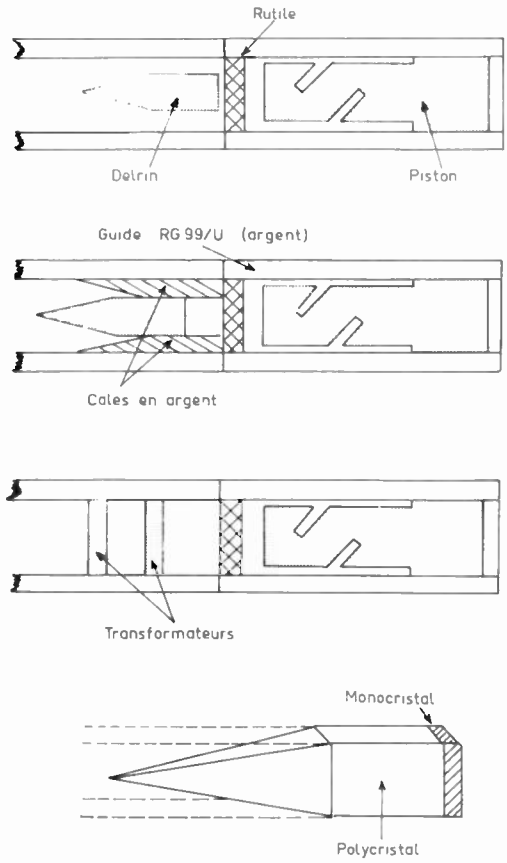


FIG. 13. — Schémas des dispositifs de couplage avant, utilisés avec la sonde numéro 2.

— Couplage par sifflet diélectrique dans le guide standard.

— Couplage par sifflet diélectrique dans un guide à la coupure.

— Couplage par transformateurs en diélectrique à forte constante ε.

— Couplage par sifflet de rutile polycristallin.

Tous ces dispositifs ont montré par ailleurs que le piston de couplage arrière présentait des contacts incontrôlables et, malgré la difficulté, il a fallu adopter le système dit « sans contact ».

La première solution s'est révélée insuffisante tandis que la deuxième donnait lieu à des pertes inadmissibles, sans doute à cause d'une soudure imparfaite des cales d'argent intérieures modifiant les dimensions du guide. La dernière solution a montré des pertes en présence du champ magnétique, probablement causées par la résonance d'impureté.

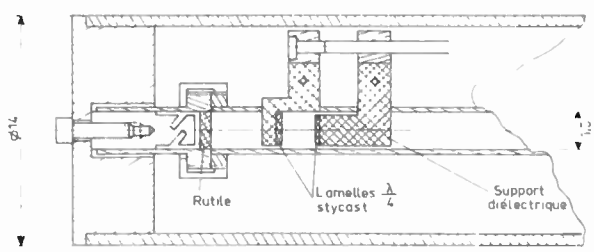


FIG. 14. — Schéma de la cavité de mesure et des couplages dans la version définitive.

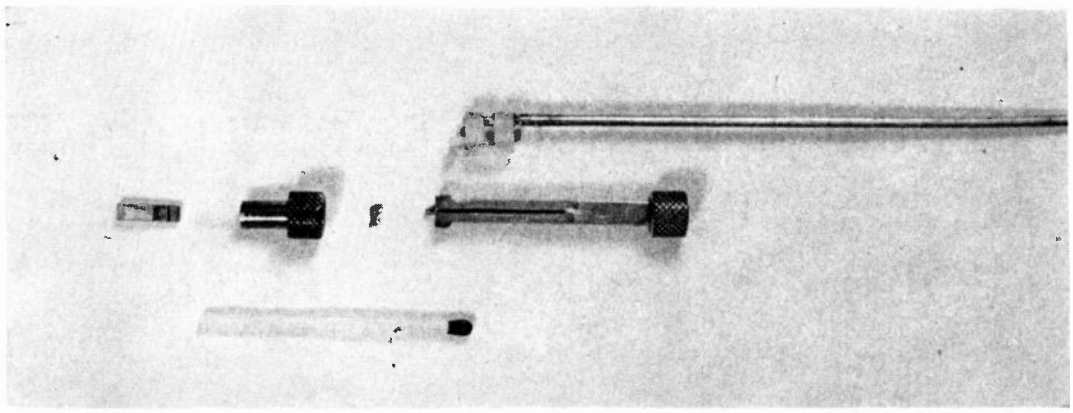


FIG. 15. — Photographie des éléments terminaux de la sonde cavité et couplages. L'allumette figure l'échelle.

Enfin, nous avons obtenu satisfaction grâce à l'emploi de deux transformateurs quart-d'onde, dont la distance mutuelle et la position d'ensemble sont toutes deux ajustables. Les matériaux essayés pour ces transformateurs ont été l'alumine ($\varepsilon = 9$) et le stycast ($\varepsilon = 5$), qui conduisent à des épaisseurs respectives de 0,35 mm et 0,50 mm. Le schéma du dispositif est représenté sur la figure 14 sans le système de guidage des supports et la figure 15, où l'échelle est donnée par une allumette, montre l'ensemble de la cavité et des coupleurs.

7. Caractéristiques actuelles

Le point de fonctionnement a les caractéristiques suivantes :

fréquence signal : 68 750 MHz
fréquence pompage : 118 600 MHz
champ magnétique : 5 250 Oe.

Les angles de fonctionnement sont :

$$\varphi = 45^\circ \qquad \theta = 77{,}2^\circ.$$

Le phénomène d'amplification se maintient (mais le gain change) dans la plage suivante :

pour le champ magnétique : $\pm$ 15 Oe
pour l'angle θ : $\pm$ 0,25°.

La précision de réglage de φ est beaucoup plus sévère. En effet, le choix de $\varphi = \pi/4$ permet de rendre équivalents deux types de sites paramagnétiques. Une erreur de 1° écarte de 120 Oe les résonances des deux types, dont les largeurs individuelles sont de 20 Oe. Or il est nécessaire d'obtenir la coïncidence à mieux du 1/10 de la largeur de raie, ce qui conduit à une orientation fixée à 1 minute d'angle près.

La température est celle d'ébullition de l'hélium sous la pression atmosphérique : 4,2°. L'évacuation doit être largement dimensionnée, car de faibles variations de température conduisent à des instabilités par variation de ε du rutile.

L'ensemble du dispositif introduit les pertes suivantes :

Perte du circulateur à l'entrée du maser : 1,75 dB
Perte du coupleur 4 - 2 mm : 1,1 dB
Perte de la sonde : 2 dB

Dans ces conditions, on a mesuré :

Un gain total de 20 dB pour une largeur de bande de 150 MHz.

L'étude du facteur de bruit est en cours à l'aide de deux charges adaptées maintenues l'une à 78 °K, l'autre à 300 °K. Cependant un reste de dérive rend cette mesure encore délicate.

Remerciements

L'étude spectroscopique du rutile et le choix des échantillons ont été faits par Mlle LEMONON, ingénieur à la C.S.F. L'ensemble du travail a bénéficié de nombreuses discussions avec M. MALNAR, ingénieur C.S.F. et MM. BUISSON et CHICAULT, ingénieurs ALCATEL.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ROBERT A. — *Rapport C.S.F.*, D.P.A. 64/100/1/R, 1964.
[2] BROUSSAUD G. — *Rapport C.S.F.*, D.P.A. 64/104/1/R, 1964.
[3] GARY B., STACEY J. et DRAKE F.D. — *Astrophysical Journ.* **108**, 239, 1963. et EPSTEIN E.E., *Science* **151**, 445, 1966.
[4] SINGER J.R. — Masers, *J. Wiley.*
[5] SIEGMAN A.E. — Microwave Solid State Masers, *Mac Graw Hill.*
[6] SOUTIF M. — *Onde Electrique*, **454**, 41, 1965.
[7] KARLOV N.V., MARGERIE J. et MERLE D'AUBIGNÉ. — *Journ. de Phys.*, **24**, 717, 1963.
[8] MERLE D'AUBIGNÉ Y. et GAREYTE J. — *C.R. Ac. Sc.* **261**, 689, 1965.
[9] DUVAL P., GAREYTE J. et MERLE D'AUBIGNÉ. — *Physics Letters*, **22**, 67, 1966.
[10] BLOEMBERGEN N. — *Phys. Rev.* **114**, 445, 1959.
[11] AYANT Y., BUISSON R., DESCAMPS D. et SOUTIF M. — *C.R. Ac. Sc.*, **252**, 2081, 1961.
[12] LOW W., Paramagnetic Resonance in solids, *Academic Press*, 1960.
[13] BELORIZKY E., AYANT Y., DESCAMPS D. et MERLE D'AUBIGNÉ, *Journ. de Phys.*, **27**, 313, 1966.
[14] BELORIZKY E. — Thèse d'Etat, Grenoble, mars 1966.
[15] CARTER D.L. — *J. Appl. Phys.*, **32**, 2541, 1961.
[16] FONER S., MOMO L.R. et alii. — Advances in quantum electronics, 1961.
[17] CARTER D.L. et OKAYA A. — *Phys. Rev.*, **118**, 1485, 1960
[18] DITCHFIELD D. — Communication privée (R.P.E.).
[19] MANENKOV A.A. et PROKHOROW A.M. — *Sov. Phys. Sol. St*, **4**, 2280, 1962.
[20] CARTER D.L. — Thèse Columbia University, 1962.
[21] SABISKY E.S. et GERRITSEN H.J. — *J. Appl. Phys.*, **33**, 1450, 1962.

AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES A GRANDE STABILITÉ DE GAIN POUR LA RADIOASTRONOMIE

PAR

J. DELANNOY et J.C. RIBES

Service de Radioastronomie
Observatoire de Meudon

1. Critères choisis

Le premier de ces critères est, très normalement, une température de bruit aussi basse que possible ; typiquement, à 1 420 MHz, la contribution du sol au bruit total de système est de 35 °K environ pour le grand radiotélescope de Nançay dans les meilleures conditions d'emploi. Il ne serait donc pas aberrant d'envisager l'utilisation de récepteurs dont le bruit total soit de cet ordre, ou même moitié moindre.

Le second critère est imposé par les conditions usuelles d'emploi des récepteurs de Radioastronomie : le signal est de la même nature aléatoire que le bruit propre du récepteur, des rapports signal/bruit de l'ordre de 1 % sont monnaie courante : d'où la nécessité de longues intégrations (1 heure par observation à Nançay) et de systèmes assurant une grande stabilité à la « ligne de base » des récepteurs : système de permutation de Dicke (ou de double permutation) ou de corrélation de BLUM [1, 2]. Nous avons imposé les spécifications suivantes : stabilité de gain meilleure que 1 % sur une heure, ce qui a fréquemment conduit pour les parties des récepteurs complexes à des tolérances plus strictes encore ; en particulier, le gain d'un amplificateur paramétrique doit être stable à 1 °/₀₀ près sur une heure.

L'une des premières réponses à cette seconde exigence consiste en ceci : les réglages du paramétrique seront tels que sa température de bruit soit optimale et donc stationnaire en fonction des paramètres principaux du système. Nous nous proposons de développer et d'exposer ici l'analyse qui nous a permis de choisir un type d'amplificateur paramétrique correspondant à nos besoins, et d'en optimiser la température de bruit en fonction des impédances externes. Il faut préciser, avant tout, que nous avons choisi un gain faible (10 dB) qui ne nous permet pas de négliger la contribution des étages suivants, selon la formule :

$$T_R = T_1 + \frac{T_2}{\tau_1} \qquad (1)$$

donnant la température de bruit T_R d'une cascade de quadripôles 1 de gain en puissance utilisable τ_1 et 2, de températures de bruit T_1 et T_2 respectivement. Si le problème de stabilisation des amplificateurs paramétriques s'en trouve simplifié, celui de la stabilisation des étages suivants n'est pas moindre ; il relève des techniques habituelles en Radioastronomie [3].

2. Analyse en bruit

2.1. Représentation de l'amplificateur paramétrique

Tout système comportant une impédance négative (actif donc) pose un problème de stabilité à toute fréquence entre zéro et l'infini qu'on suppose ici résolu — nous ne parlerons pas des critères de Nyquist ou de Bode. L'objet de ces remarques a pour point de départ le système linéarisé par lequel on représente une diode paramétrique dans un amplificateur à inversion de fréquence » (fig. 1) du type « à transmission » [7] :

$$\begin{vmatrix} V_l \\ V_-^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{j\omega_l C_0'} + r & -\frac{1}{j\omega C_1'} \\ \frac{1}{j\omega_l C_1'} & r - \frac{1}{j\omega C_0'} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} I_l \\ I_-^* \end{vmatrix}$$

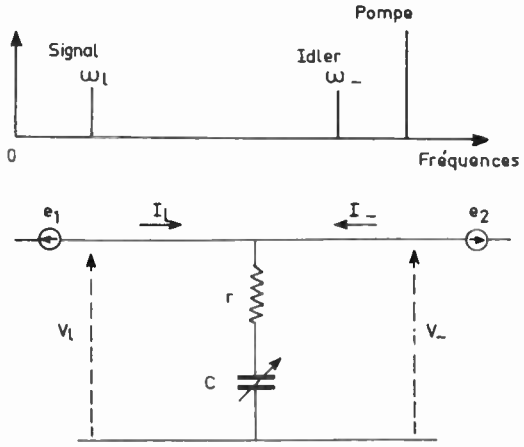


FIG. 1. — Amplificateurs paramétriques à inversion de fréquence

Notations : $\frac{1}{C} = \frac{1}{C'_0} + \frac{1}{C'_1} e^{j\omega t} + \frac{1}{C'_1} e^{-j\omega t} + \ldots$

$= \frac{1}{C'_0}(1 + 2\varepsilon \cos \omega t + \ldots), \quad C'_1$ réel

La matrice ci-dessus, à deux lignes et deux colonnes, a paru plus prochede la réalité, dans notre cas, que la matrice admittance à laquelle conduit le développement de Fourier :

$$C = C_0 + C_1 e^{j\omega_p t} + C_1^* e^{-j\omega_p t} + C_2 e^{2j\omega_p t} + C_2^* e^{-2j\omega_p t} + \ldots \qquad (3)$$

En effet les diodes usuelles comportent une self série qui a naturellement tendance (sauf réglages inadéquats) à ouvrir le circuit placé aux bornes de la capacité variable, aux fréquences élevées ; la simplification qui permet de passer de la matrice infinie à la matrice 2×2 n'est la même dans l'un ou l'autre formalisme que lorsque le circuit extérieur présente une grande impédance devant $1/C'_0\omega$, ou une petite selon le cas (fig. 2). Nous nous trouvons évidemment dans le premier cas, et c'est le développement de Fourier :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C'_0} + \frac{e^{j\omega_p t}}{C'_1} + \frac{e^{-j\omega_p t}}{C'^*_1} + \frac{e^{2j\omega_p t}}{C'_2} + \frac{e^{-2j\omega_p t}}{C'^*_2} + \ldots \qquad (4)$$

que nous employons donc : il serait très difficile pratiquement de ramener aux bornes de la diode un court-circuit aux fréquences supérieures, meilleur que $1/C'_0\omega$ à toute fréquence.

On peut noter aussi que l'emploi de la série de Fourier de l'élastance, plutôt que de la capacité, permet un calcul approché rapide de l'onde de pompe aux bornes de la capacité variable, dans le cas du circuit ouvert aux fréquences supérieures : à ces fréquences, l'intensité sera faible et la tension forte ; donc le courant (et la charge) dans la diode paramétrique sont proches d'une sinusoïde avec peu d'harmoniques. Seule la tension reste riche en harmoniques, suivant la caractéristique non linéaire :

$$v = g(q) \qquad (5)$$

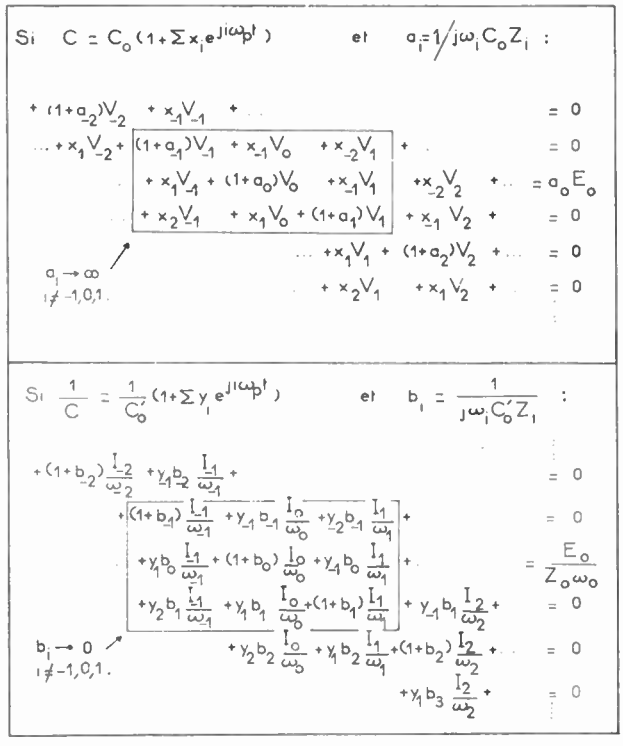


FIG. 2. — a) Influence des impédances externes z ($\omega_i = \omega_s + i\omega_p$).

b) Eq. (20) et gain de l'amplificateur à transmission dans les conditions de bruit minimal $\left(g = \frac{\omega_-}{\omega_c}\right)$

qui est souvent très proche, en pratique, de la loi linéaire :

$$\frac{1}{C} = \frac{dv}{dq} = a - 2bq, \qquad (6)$$

valable exactement pour les jonctions abruptes où

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 - v/\phi}} = \frac{dq}{dv}.$$

On aura donc, en première approximation, une variation sinusoïdale dans le temps pour $1/C$, d'amplitude calculable très simplement, et tous les termes $\frac{1}{C'_2} \ldots \frac{1}{C'_n} \ldots$ sont nuls.

2.2. Calcul du bruit. Générateur de Thévenin

Du point de vue du bruit de fond, et du rapport signal/bruit, il importe de connaître le gain en puissance utilisable (quantité $\frac{\overline{|e(t)|^2}}{4R}$ pour un générateur de force électromotrice efficace e et d'impédance interne R) et les électromoteurs e_1 et e_2 en série dans l'entrée et la sortie du quadripôle étudié.

En effet, toute source de bruit que l'on peut extraire du quadripôle sous la forme d'un électromoteur e branché entre deux nouvelles bornes est susceptible d'être représenté par deux électromoteurs $e_1 = \alpha_1 e$ et $e_2 = \alpha_2 e$ que l'on obtient en réduisant les relations linéaires entre tensions et courants à la fréquence

étudiée (trois paires de bornes en évidence) à deux équations ; plusieurs sources de bruit indépendantes peuvent intervenir de façon analogue. Parce que nous travaillons sur un intervalle de fréquence assez étroit pour que la notion d'impédance conserve un sens, on doit utiliser ici l'analyse harmonique de la fonction aléatoire stationnaire qu'est l'électromoteur, dans le temps :

$$e(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} y_i R(t-t_i). \qquad (7)$$

On suppose, en effet, dans ce qui suit, les électromoteurs de bruit engendré par un processus de Poisson à densité ρ_0 gouvernant la répartition des instants t_i où démarre l'impulsion élémentaire $y_i\ R(t-t_i)$ d'amplitude réelle y_i : ce cadre est assez général ici [5]. Le théorème de Böchner Khintchine indique alors que l'on peut localiser l'énergie sur l'axe des fréquences en écrivant :

$$\overline{|e_{\Delta\nu}(t)|^2} = A(\nu)\Delta\nu \qquad (8)$$

$e_{\Delta\nu}(t)$ étant le résultat du filtrage de $e(t)$ qui ne conserve que la bande de fréquence $\Delta\nu$ dans chacune des composantes $R(t-t_i)$. $A(\nu)$ est la densité spectrale énergétique, chaque intervalle $\Delta\nu$ apportant indépendamment sa contribution à l'énergie totale :

$$\overline{|e(t)|^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} A(\nu)\,\mathrm{d}\nu = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \overline{|e_{\Delta\nu_i}(t)|^2}.$$

Nous utiliserons le résultat suivant : la densité spectrale énergétique est le produit de la densité ρ_0, nombre moyen d'impulsions par seconde, par l'énergie totale d'une impulsion (prise en moyenne par impulsion) dans la bande de fréquence étudiée :

$$A(\nu) = \rho_0 \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} |G(\nu)|^2 y_i^2 \qquad (9)$$

$G(\nu)$ étant la transformée de Fourier de $R(t)$. Ce qui revient à dire que, dans le calcul du premier membre de l'équation (8), tous les termes d'interaction d'une impulsion à l'autre disparaissent, en moyenne quadratique : ce fait est relié aux propriétés ergodiques du bruit de fond (permutation possible des signes $\frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T}(\,)\,\mathrm{d}t$ et $E(\,)$ de l'espérance mathématique). On peut obtenir (9) simplement en considérant le bruit à corrélation microscopique dérivé de l'équation (7) :

$$X(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} y_i \mathrm{d}(t-t_i)$$

où l'on a choisi la fonction $\mathrm{d}(t)$ nulle en dehors de pavés bornés assez petits pour que l'on puisse isoler des intervalles Δt_i successifs ne contenant qu'une impulsion au plus. On a alors :

$$\overline{|X(t)|^2} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{+T} |X(t)|^2\,\mathrm{d}t = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \sum_{i\in T} y_i^2 W$$

en posant $W = \int_{-\infty}^{+\infty} |\mathrm{d}(t)|^2\,\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{+\infty} |g(\nu)|^2\,\mathrm{d}\nu$

(théorème de Parseval, $g(\nu)$ est la transformée de Fourier de $\mathrm{d}(t)$). En remarquant que le nombre N de chocs dans tout intervalle T assez grand est approximé par $N = \rho_0 T$ soit $\frac{1}{2T} = \frac{\rho_0}{2N}$, il vient :

$$\overline{|X(t)|^2} = \lim_{N\to\infty} \frac{\rho_0 W}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2.$$

Le spectre énergétique de ce bruit s'atteint en localisant W et $|X(t)|^2$ sur l'axe des fréquences :

$$\lim_{N\to\infty} \frac{\rho_0 |g(\nu)|^2 \Delta\nu}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2 = \rho_0 |g(\nu)|^2 \Delta\nu \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2$$

Il tend donc à être constant jusqu'aux fréquences ν de l'ordre de l'inverse de la durée de $\mathrm{d}(t)$. Après passage dans tout filtre linéaire, entre autres celui qui donne la réponse $R(t)$ à l'excitation $\mathrm{d}(t)$, défini par son spectre $G(\nu)/g(\nu)$, on a :

$$A(\nu) = \rho_0 G(\nu) G^*(\nu) \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2. \qquad (9)$$

On voit que $A(\nu)$ est proportionnel au carré du module de l'électromoteur élémentaire $G(\nu)\,\mathrm{d}\nu$ intervenant dans la représentation de Fourier de $R(t)$, ce qui justifie la notation intuitive que nous garderons : $A(\nu) = \overline{ee^*}$, où le signe de la moyenne correspond à l'opération définie par l'équation (9).

Le théorème de Nyquist donne alors le bruit aux bornes d'une impédance Z à la température T sous la forme :

$$\frac{\overline{ee^*}}{2(Z+Z^*)} = kT \quad \text{(aux fréquences radio)},$$

puissance utilisable, où k est la constante de Boltzmann. Cette dernière relation définit, en particulier, la température d'antenne T_A dans le cas où l'impédance Z correspond au rayonnement de l'antenne à l'émission, l'antenne étant supposée sans pertes autres que l'énergie rayonnée.

La température de bruit du quadripôle défini par les relations (2), en tenant compte seulement du bruit Nyquist de la résistance série r afin de simplifier l'application des principes précédents, se calcule alors aisément. Plaçant un générateur E_1 d'impédance interne Z_1 à l'entrée, la sortie se comporte comme un générateur de Thévenin équivalent qui est, en négligeant le bruit :

$$\left.\begin{aligned} E_2 &= \frac{Z_{21}^*}{Z_{11}^*+Z_1^*} E_1^* = G^* E_1^* \\ Z_2 &= Z_{22}^* - \frac{Z_{12}^* Z_{21}^*}{Z_{11}^* + Z_1^*} \end{aligned}\right\} \qquad (10)$$

si la matrice impédance (2) est schématisée ainsi :

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2^* \\ V_2^* &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2^*. \end{aligned}\right\} \qquad (2\ bis)$$

Mais en tenant compte du bruit, la force électromotrice agissant à l'entrée est $(E_1 - e_1)$, d'où la sortie :

$$E_2' = e_2 + G^*(E_1^* - e_1^*) \qquad (11)$$

A cette force électromotrice sont reliées les indications des appareils de mesure qui suivent : la proportion de signal et de bruit que l'on observera est donc — sauf nouvelle introduction de bruit — celle que comporte l'expression (11). On peut récrire ici :

$$\frac{E_1E_1^*}{2(Z_1+Z_1^*)} = kT_1\ ; \qquad \text{puis} \quad \frac{E_2'}{G^*} = E_1^* + \left(\frac{e_2}{G^*} - e_1^*\right)$$

permet de caractériser la proportion signal/bruit à la sortie. La température de bruit étant par définition [4] celle qui s'ajoute au signal T_1 dans l'expression de l'énergie après passage dans le quadripôle, soit :

$$\overline{E_2'E_2'^*} = k(T_1 + T_R)$$

où k et T_R sont des constantes indépendantes de T_1, on écrira :

$$\frac{\overline{E_2'E_2'^*}}{GG^*}\ \frac{1}{2(Z_1+Z_1^*)k} = T_1 + T_R$$

en prenant donc :

$$T_R = \frac{1}{k}\ \frac{\overline{\left(\frac{e_2}{G^*} - e_1^*\right)\left(\frac{e_2^*}{G} - e_1\right)}}{2(Z_1+Z_1^*)}. \qquad (12)$$

Cette formule s'applique, d'ailleurs, à n'importe quel quadripôle, pourvu que l'on sache calculer les quantités $\overline{e_1e_1^*}$, $\overline{e_2e_2^*}$, ainsi que la corrélation $\overline{e_1e_2}$ qui existe entre les électromoteurs d'entrée et de sortie. Elle permet de retrouver très rapidement la formule (1), avec un raisonnement calqué sur le précédent, dans le cas d'une cascade de quadripôles, en mettant l'accent sur le gain en puissance utilisable :

$$\tau = \frac{\overline{E_2E_2^*}}{Z_2+Z_2^*}\ \frac{\overline{Z_1+Z_1^*}}{\overline{E_1E_1^*}} = GG^*\ \frac{Z_1+Z_1^*}{Z_2+Z_2^*}.$$

On a ici, après calculs :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{\delta Z_1Z_1^* + \varepsilon Z_1 + \varepsilon^* Z_1 + \varphi}{Z_1+Z_1^*} \qquad (13)$$

$$2k\,T_R = \frac{\alpha Z_1Z_1^* + \beta Z_1 + \beta^* Z_1^* + \gamma}{Z_1+Z_1^*} \qquad (14)$$

avec

$$\alpha = \frac{\overline{e_2e_2^*}}{Z_{21}Z_{21}^*} \qquad \beta = \frac{Z_{11}^*\,\overline{e_2e_2^*} - Z_{21}^*\,\overline{e_1^*e_2^*}}{Z_{21}Z_{21}^*}$$

$$\gamma = \frac{Z_{11}Z_{11}^*\overline{e_2e_2^*} + Z_{21}Z_{21}^*\overline{e_1e_1^*} - Z_{21}Z_{11}^*\overline{e_1e_2} - Z_{21}^*Z_{11}\overline{e_1^*e_2^*}}{Z_{21}Z_{21}^*}$$

et

$$\delta = \left(\frac{1}{\omega_i C_1'}\right)^{-2} \cdot 2r$$

$$\varepsilon = \left(\frac{1}{\omega_i C_1'}\right)^{-2} \left[2r\left(r - \frac{1}{j\omega_i C_0'}\right) - \frac{1}{\omega_i\omega_- C_1'^2}\right]$$

$$\varphi = \left(\frac{1}{\omega_i C_1'}\right)^{-2} \left[2r\left(r^2 + \left(\frac{1}{\omega_i C_0'}\right)^2 - \frac{1}{\omega_i\omega_- C_1'^2}\right)\right].$$

Pour un gain τ, ou une température de bruit T_R, constants, le point d'affixe Z_1 se déplace dans le plan complexe des impédances sur un cercle d'un des faisceaux définis par les équations (13) et (14). Ces faisceaux admettent l'axe imaginaire $Z_1 + Z_1^* = 0$ comme axe radical et le faisceau $T_R = \text{Cte}$ a toujours deux points limites en vertu de l'inégalité de Schwartz appliquée au numérateur de (12) :

$$\alpha\gamma - \beta\beta^* > 0$$

Soit $Z_1 = \xi_1$ le point limite situé dans le demi-plan $(Z_1 + Z_1^*) > 0$, et donc $Z_1 = -\xi_1^*$ l'autre ; si l'on pose :

$$\Gamma = \frac{Z_1 - \xi_1}{Z_1 + \xi_1^*} \qquad (15)$$

de module constant sur les cercles du faisceau $T_R = \text{Cte}$, la température de bruit ne dépend plus que du module de cette quantité, qui est un coefficient de réflexion. On peut en effet écrire l'équation (12) sous la forme, A^2 désignant une constante positive :

$$T_R = T_M\ \frac{1 + A^2\Gamma\Gamma^*}{1 - \Gamma\Gamma^*}, \qquad (16)$$

en notant que les formules (12), (15) et (16) s'appliquent à toute espèce de quadripôle. D'après l'équation (16), T_R est minimal au point $\Gamma = 0$, soit $Z_1 = \xi_1$. Le calcul explicite des quantités dont dépend (14), peut se faire en représentant le bruit blanc de la résistance r par une suite d'impulsions aux instants t_i : à la limite, on a des distributions $\delta(t - t_i)$ de Dirac, de masses y_i aléatoires. Le spectre de $y_i\,\delta(t - t_i)$ est

connu :

$$S(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(\omega)\, e^{j\omega t}\, \frac{d\omega}{2\pi}$$

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)\, e^{-j\omega t}\, dt$$

ici $A(\omega) = y_i e^{j\omega t_i}$ pour une impulsion. Dans une bande de fréquence assez étroite, avec $\omega_l + \omega_- = \omega_p$ on a :

$$e_{i1} = A(\omega_l) = y_i\, e^{-j\omega_l t_i}$$

$$e_{i2} = A(\omega_-) = y_i\, e^{-j\omega_- t_i}.$$

On calcule alors, conformément à la formule (9) :

$$\left.\begin{aligned} \overline{e_1 e_2} &= \rho_0 \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2\, e^{-j\omega_p t_i} \\ \overline{e_1 e_1^*} = \overline{e_2 e_2^*} &= \rho_0 \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2 = 4rkT_e, \end{aligned}\right\} \quad (17)$$

si T_e est la température physique de la résistance r. L'existence de $\lim_{T\to\infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^{+N} y_i^2$ entraîne alors : $\overline{e_1 e_2} = \overline{e_1^* e_2^*} = 0$, les angles $\omega_p t_i$ étant équipartis sur 2π indépendamment des y_i : il n'y a donc pas de corrélation entre les électromoteurs de bruit placés à l'entrée et à la sortie, dans le cas d'un amplificateur paramétrique où la résistance série est seule source de bruit.

Cet important résultat différencie nettement amplificateurs paramétriques et mélangeurs quoique le procédé de linéarisation conduisant à une représentation matricielle linéaire des deux types d'appareils, pour de petits signaux, soit la même. On peut noter ici que le caractère passif des mélangeurs, où l'on module une résistance au lieu d'une réactance, impose une liaison entre gain et température de bruit que fournit la thermodynamique : en fermant l'entrée sur une impédance Z_1 à la même température T_e que la diode mélangeuse (gaz d'électrons de la jonction), l'énergie utilisable à la sortie doit être kT_e, d'où :

$$\tau(T_e + T_R) = T_e \qquad \text{soit} \qquad \frac{T_R}{T_e} = \frac{1}{\tau} - 1. \quad (18)$$

Dans ce cas, il en résulte que les cercles définis par (13) et (14) sont les mêmes ; les relations (17) sont invalidées, en admettant que l'on sache calculer les électromoteurs e_1 et e_2 de bruit, par le fait que la distribution des angles ωt_i n'est plus indépendante de la distribution des amplitudes y_i, laquelle dépend évidemment de l'onde locale.

L'équation (14) est donc définie, pour l'amplificateur paramétrique, par :

$$\alpha = 4rkT_e(\omega_l C_1')^2$$

$$\beta = \left(r - \frac{1}{j\omega_e C_0'}\right) \cdot 4rkT_e(\omega_l C_1')^2$$

$$\gamma = 4rkT_e(\omega_l C_1')^2 \left[r^2 + \left(\frac{1}{\omega_l C_0'}\right)^2 + \frac{1}{(\omega_l C_1')^2}\right].$$

2.3. Résultats : optimum de bruit, divers montages

L'introduction des valeurs α, β, γ, dans la relation (14) permet le calcul du point ξ_1 de la formule (15). On trouve :

$$\xi_1 = \sqrt{r^2 + \left(\frac{1}{\omega_l C_1'}\right)^2} - \frac{1}{j\omega_l C_0'} \quad (19)$$

et le minimum T_M de T_R que l'on atteint est :

$$\frac{T_M}{T_e} = 2r(\omega_l C_1')^2 \left[r + \sqrt{r^2 + \left(\frac{1}{\omega_l C_1'}\right)^2}\right].$$

Si on pose $Q_{01} = \frac{1}{rC_0'\omega_l}$ (rapport de la fréquence de coupure à la fréquence de travail) et $\varepsilon = \frac{1}{C_1'} \Big/ \frac{1}{C_0'}$, il vient :

$$\frac{T_M}{T_e} = \frac{2}{\sqrt{a^2+1} - 1} \quad (20)$$

avec $$a = \varepsilon\, Q_{01} = \frac{1}{rC_1'\omega_l}.$$

On atteint ainsi, numériquement, $T_M = 100^\circ$ pour a de l'ordre de 7 ; il faudrait $a = 20$ pour atteindre $T_M = 35^\circ$ selon les remarques de départ : ce chiffre paraît pouvoir être atteint actuellement (1966). Nous avons utilisé jusqu'à présent, pour le récepteur travaillant sur la raie de l'hydrogène neutre à Nançay (1420 MHz), des diodes pour lesquelles a, que l'on peut baptiser « facteur de qualité » est compris entre 7 et 8. Le facteur de qualité, dépend, dans une certaine mesure, des circuits extérieurs à la diode qui fixent la forme de l'onde de pompe, donc le rapport ε maximal que l'on sait obtenir. Notons que T_e est la température physique de r : on a pris ici, selon l'usage, $T_e = 290\ ^\circ\text{K}$. Le figure 3 illustre alors les résultats obtenus : plan des impédances Z_1.

En ce qui concerne le gain en puissance utilisable, on se trouve dans un cas extrêmement différent de celui d'un mélangeur : en effet le faisceau de cercles d'équation (13) est toujours un faisceau à points de base réels, sur l'axe radical, dès que le facteur de qualité est suffisant, d'après les valeurs de δ, ε, φ. Ceci nous éloigne du cas des quadripôles passifs en général (y compris mélangeurs, unidirectionnelles, etc.) dont le gain en puissance utilisable est relié à la tempé-

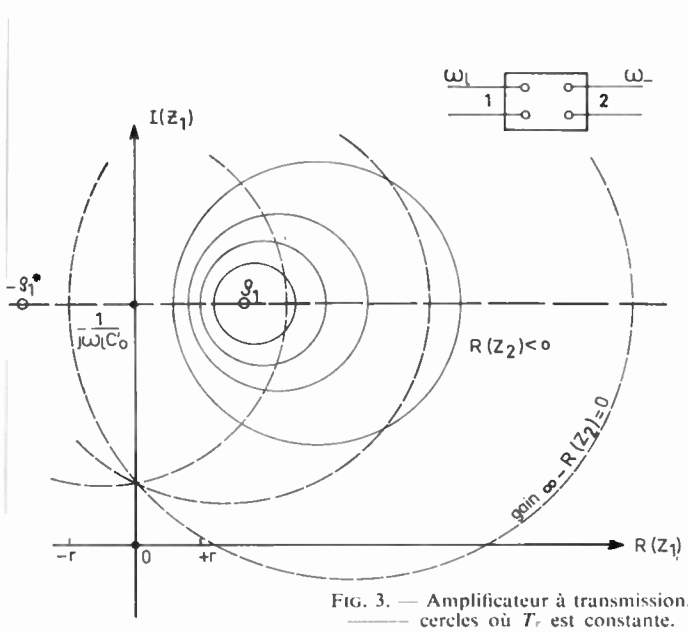
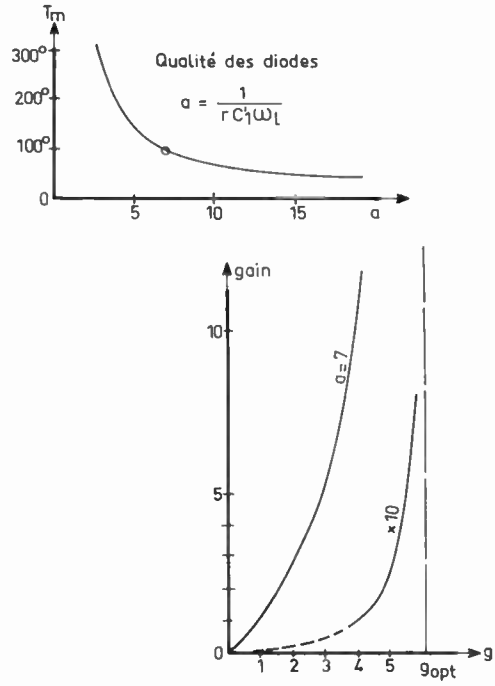


FIG. 3. — Amplificateur à transmission.
——— cercles où T_r est constante.
——— cercles de gain constant.



rature de bruit par l'équation (18). Dans ce dernier cas on peut montrer simplement :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_M}\,\frac{1-\tau_M\tau'_M\Gamma\Gamma^*}{1-\Gamma\Gamma^*} \qquad (21)$$

formule analogue à (16), où τ_M et τ'_M sont le gain optimal dans un sens et l'autre. Des équations (21) et (18) résulte qu'un quadripôle est déterminé entièrement par ses gains direct et inverse, et une température T_e, même du point de vue du bruit. La formule (21) peut d'ailleurs être considérée comme résultant d'un calcul sur des ondes aller et retour : on a un modèle « optique » dans le cas des quadripôles passifs, qui est encore confirmé par le passage de l'impédance interne du générateur de Thévenin (10) à un coefficient de réflexion : le calcul montre, toujours dans le cas des quadripôles passifs, qu'on détermine Z_2 par un coefficient de réflexion ramené dont le module est $\sqrt{\tau_M\tau'_M}|\Gamma|$, où Γ est défini par l'équation (15).

Il n'en va pas de même ici, et on a tracé pour l'amplificateur paramétrique les cercles (13) sur la figure 3 ; sur la ligne des centres, on a, en fonction de $R_1 = \dfrac{Z_1+Z_1^*}{2}$:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{(R_1+r)\left(R_1+r-r\,\dfrac{a^2}{g}\right)}{a^2 r R_1} \qquad (22)$$

où l'on a posé $g = \dfrac{\omega_-}{\omega_l}$; les points de base sont à la distance :

$$\Delta y = \pm\sqrt{\frac{1}{\omega_l\omega_- C_1'^2} - r^2}$$

de cette ligne des centres.

On constate sur la figure qu'en se plaçant au point de température minimale, on impose une valeur au gain qu'on ne peut modifier qu'en agissant sur g, c'est-à-dire sur la fréquence de pompe. En traçant la courbe du gain ainsi défini en fonction de g, on voit qu'on peut atteindre un gain infini (impédance de sortie à partie réelle nulle) pour la fréquence de pompe correspondant à

$$g_{opt} = \sqrt{a^2+1}-1 \qquad (23)$$

Dans le cas que nous envisageons, $g < g_{opt}$, la partie réelle de l'impédance de sortie est alors négative, dans nos notations, ainsi que le gain en puissance utilisable ; ce fait n'est pas gênant en soi si l'on en tient compte dans l'étude générale de la stabilité (critères de Nyquist ou de Bode) à toutes fréquences, étude que nous supposons ici faite.

L'étude de ce type d'amplificateur à transmission et changement de fréquence conduit ainsi tout naturellement à l'étude des amplificateurs à réflexion, avec ou sans circulateur, où l'on cherchera à utiliser la résistance négative obtenue selon le schéma usuel de la figure 4 avec un circulateur, ou plus simplement en la montant en série dans une ligne de transmission pour obtenir du gain sur la quantité $\dfrac{\overline{|e_{\Delta v}(t)|^2}}{4R}$, puissance utilisable à la sortie de l'antenne. Un tel type d'amplificateur a une température de bruit calculable selon les principes généraux que nous venons d'utiliser : il y apparaît une nouvelle source de bruit sous la forme d'une charge d'idler Z_- dont la partie résistive est portée à la température T . On écourte les calculs en utilisant les propriétés de l'amplificateur à transmission que l'on a fait apparaître sur les schémas de la figure 4, allant de Z_- considérée comme impédance source vers la résistance négative.

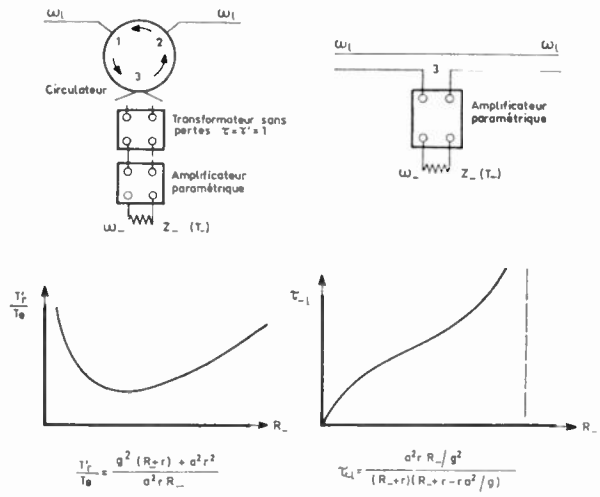


FIG. 4. — Amplificateur à réflexion.

Considérons l'amplificateur à réflexion sans circulateur : son gain du côté (1) au côté (2) est donné par :

$$\frac{1}{\tau_{12}} = \frac{(Z_1+Z_1^*)+(Z_3+Z_3^*)}{Z_1+Z_1^*}, \qquad (24)$$

en appelant Z_3 l'impédance ramenée en série entre 1 et 2, de partie réelle négative ici ; le bruit peut être représenté par un électromoteur e_3 en série avec Z_3. Ce bruit est connu par :

$$\frac{\overline{e_3 e_3^*}}{2(Z_3+Z_3^*)} = k\tau_{-l}(T_- + T_R') = kT_3\,, \qquad (25)$$

relation de définition de la température de bruit T'_R de l'amplificateur à transmission, de gain τ_{-l} dans le sens de ω_- à ω_l. La quantité T_3 introduite est alors liée à la température de bruit de (1) à (2) par :

$$\frac{T_R}{T_3} = \frac{1}{\tau_{12}} - 1$$

comme il est facile de le montrer en ajoutant l'électromoteur e_3 à un signal venant du côté (1). T_3 est négative comme τ_{-l}, et la relation générale des cascades de quadripôles donne pour température de bruit d'un système comportant un second étage, de bruit T_2 supposé grand devant T_3 :

$$T_{\text{Rec}} = T_R + \frac{T_2}{\tau_{12}} = (-T_3) + \frac{1}{\tau_{12}}(T_2+T_3). \qquad (26)$$

On voit clairement que la température du système tend, pour de très grands gains, vers la quantité $|T_3|$: on a calculé cette quantité en fonction de R_- et T_-, d'où les courbes de la figure 5. On trouve, aux environs de $T_- = 0$ et pour R_- rendant minimal $|T_3|$ (noté alors T_M) :

$$\tau_{-l} \# \frac{1}{g}$$

d'où la formule approximative souvent utilisée :

$$T_M \# \frac{2}{a}T_e + \frac{\omega_l}{\omega_-}T_- \qquad (27)$$

qui plaide en faveur d'une pompe de fréquence assez haute.

La figure 5 montre que l'on peut atteindre le minimum T_M par simple choix de la résistance R_- dont

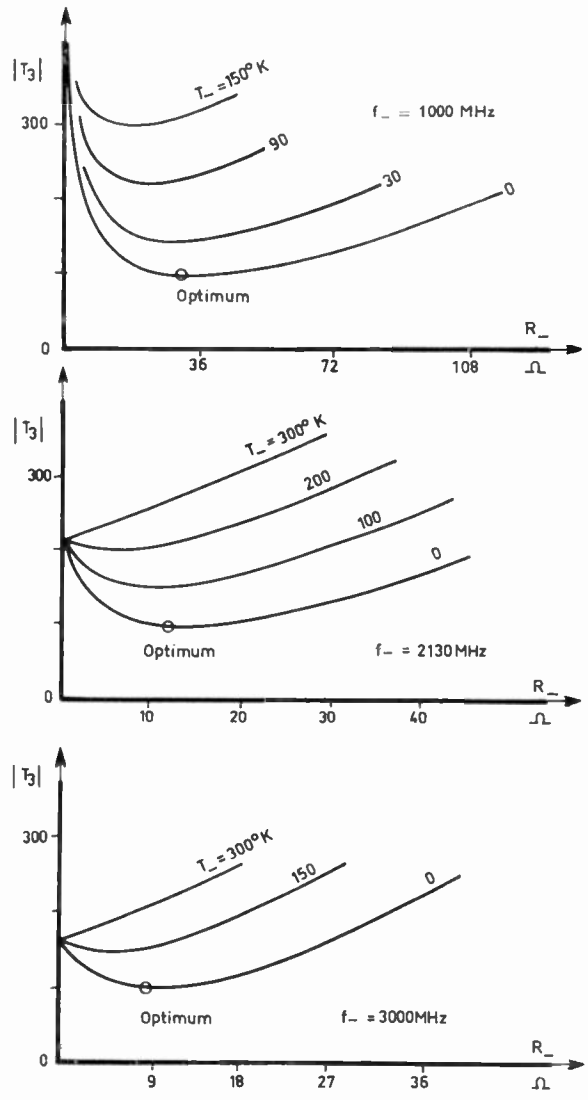


FIG. 5. — Amplificateurs à réflexion. A l'optimum :

$$\frac{T_3}{T_e} = \frac{-2}{\sqrt{a^2+1}-1} \quad \text{et} \quad R_- = \frac{r}{g}(\sqrt{a^2+1}-1) - r.$$

on suppose la température connue : nous utilisons, avec un transformateur convenable, une charge adaptée dans un bain d'azote liquide à 77 °K, ce qui fixe ici, pour a entre 7 et 8, et $r = 4{,}5\ \Omega$:

$R_- = 12\ \Omega$ (valeur peu critique d'ailleurs).

On peut aussi calculer, outre le gain τ_{-l} et la température T'_R, la résistance négative dont on dispose.

On a d'après l'équation (10) :

$$R_3 = r - \frac{1/C_1'^2 \omega_- \omega_l}{R_- + r} \qquad (28)$$

d'où la figure 6. On est alors maître du gain τ_{12} de l'amplificateur paramétrique, presque indépendamment de sa température de bruit, par le choix de la résistance de source R_l. Si on choisit par exemple un gain de 10 dB, on a dans le cas déjà envisagé :

$$R_3 = -35\ \Omega \qquad \text{d'où} \qquad R_l = 38{,}5\ \Omega$$

ce qui définit le transformateur de couplage antenne-paramétrique à employer.

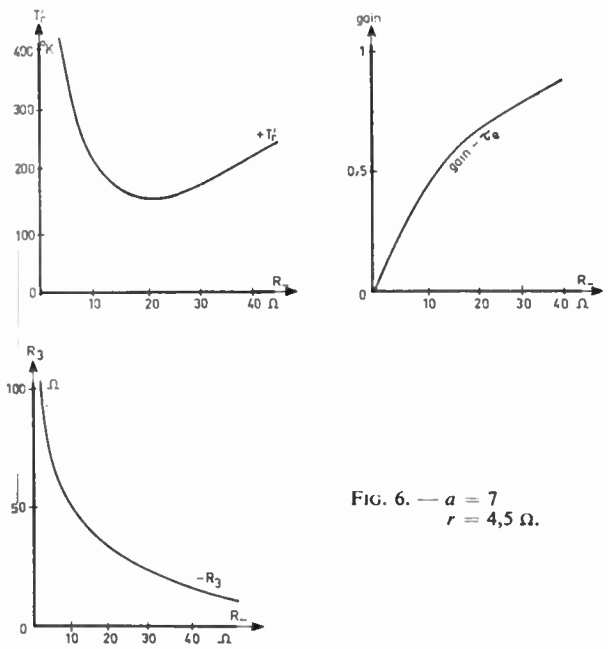


FIG. 6. — $a = 7$
$r = 4{,}5\ \Omega$.

Dans le cas de l'amplificateur avec circulateur en tête, il suffit pour le traiter de définir le quadripôle allant de (1) à (2). Un circulateur parfait travaillant sur l'impédance caractéristique Z_0, terminé en (3) par l'impédance Z_3, peut être décrit par la matrice impédance :

$$\begin{vmatrix} Z_3 & Z_3+Z_0 \\ Z_3-Z_0 & Z_3 \end{vmatrix} \qquad (29)$$

On peut montrer, d'après les propriétés du circulateur qui permute circulairement les ondes aller et retour dans ses branches, que les électromoteurs de bruit à placer dans les bras (1) et (2) sont égaux à e_3 (en particulier leur corrélation est totale) et ceci permet de relier le gain τ_{12} à la température de bruit T_R. En posant :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \qquad \Gamma_3 = \frac{Z_3 - Z_0}{Z_3 + Z_0}$$

on montre que : $\dfrac{1}{\tau_{12}} = \dfrac{1}{\tau_M} \dfrac{1 - \tau_M \tau_M' \Gamma_1 \Gamma_1^*}{1 - \Gamma_1 \Gamma_1^*}$

avec $\tau_M' = 1$ et $\tau_M = \Gamma_3 \Gamma_3^*$

la température de bruit est :

$$\frac{T_R}{T_3} = \frac{1}{\tau_{12}} - 1$$

relation identique à celle du cas précédent.

Du point de vue de la température de bruit, cette solution est donc la même que la précédente : nous ne répéterons pas la discusssion.

La même méthode analytique est applicable au cas des amplificateurs dégénérés ($\omega_l = \omega_-$). Dans ce cas, on ne peut définir de générateur de THÉVENIN équivalent à l'amplificateur, car la réponse à une pulsation donnée ω_2 dans la bande provient des deux pulsations ω_1 et $\omega_2 = \omega_p - \omega_1$. On ne pourra donc définir de puissance disponible à la sortie de l'amplificateur, mais seulement la puissance fournie à une charge donnée.

Pratiquement, on utilisera un isolateur à la sortie de l'amplificateur. La puissance disponible à la sortie de l'ensemble amplificateur-isolateur est alors la puissance fournie à l'isolateur.

Dans le cas où la diode est montée en série dans le circuit, on obtient les formules suivantes pour le gain et la température de bruit, en fonction des résistances de source R_l et de charge R_c :

$$\tau = 4R_l R_c \frac{(R_l + R_c + r)^2 + r^2 a^2}{[(R_l + R_c + r)^2 - r^2 a^2]^2}$$

$$T_R = \frac{r}{R_l} T_e$$

où a est le facteur de qualité de la diode, défini comme précédemment $\left(a = \dfrac{1}{rC_1'\omega_l}\right)$ et r la résistance série de la diode.

Le gain infini est obtenu pour $R_l + R_c + r = ra$, et T_R est minimal pour R_l maximal, donc pour $R_c = 0$, soit $R_l = (a-1)r$, et T_R vaut alors :

$$T_M = \frac{T_e}{a-1}$$

soit la moitié de la température minimale d'un amplificateur non dégénéré (température de bruit radiométrique).

On peut aussi utiliser un circulateur. En fonction de la résistance R_l ramenée du circulateur sur la diode, on a alors :

$$\tau = \frac{[R_l^2 + (a^2-1)r^2]^2 + 4r^2 a^2 R_l^2}{[(R_l + r)^2 - r^2 a^2]^2}$$

$$T_R = \frac{4rR_l[(R_l + r)^2 + r^2 a^2]}{[R_l^2 + (a^2-1)r^2]^2 + 4r^2 a^2 R_l^2} T_e$$

Le gain infini est obtenu pour $R_l + r = ra$ soit $R_l = (a-1)\,r$ et T_R vaut alors :

$$T_M = \frac{T_e}{a-1}.$$

On trouve donc le même optimum que dans le cas précédent.

(On peut faire un calcul analogue avec les mêmes résultats pour le cas où la diode est montée en parallèle dans un circuit sans circulateur, avec isolateur de sortie).

3. Choix d'un type d'amplificateur et réalisation

L'amplificateur à réflexion semble d'emblée résoudre presque totalement le problème de la stabilité de phase, vitale dans un système à corrélation, à tel point qu'il paraît possible d'utiliser deux oscillateurs de pompe indépendants si leur fréquence est déterminée à mieux qu'une fraction de la bande passante près.

En effet, l'amplificateur à transmission comporte un changement de fréquence ; le signal de sortie reproduit le signal d'entrée à une phase près, donnée par l'oscillateur hétérodyne, ici la pompe. C'est donc la phase des signaux de pompe qu'il faut rendre égale d'un récepteur à l'autre dans le système à corrélation, si l'on utilise un amplificateur à transmission. Or il n'en est rien avec un amplificateur à réflexion, dont le mécanisme s'apparente à celui de l'émission induite de photons dans une transition maser ou laser : sous l'influence d'un électromoteur signal e, on obtient une réponse amplifiée d'après la relation (24), qu'on écrit ici différemment :

$$\tau_{12} = \frac{R}{\varepsilon}, \qquad (24\ bis)$$

où R est la résistance interne pour la source de signal, et ε la résistance interne après action de l'amplificateur paramétrique. C'est le même électromoteur e qui agit sur les étages suivants, il y a donc conservation de la phase indépendamment de l'oscillateur de pompe : tout terme de phase disparaît en effet de l'expression (28) de la résistance négative que seule affecte un changement de la fréquence de pompe. On néglige dans l'équation (28) les réactances qui apparaissent en réalité hors du centre de bande :

$$Z_3 = r + \frac{1}{j\omega_1 C_0'} + jX_1 - \frac{\dfrac{1}{C_1'^2\omega_-\omega_1}}{r + R_- - \dfrac{1}{j\omega_- C_0'} - jX_-} \qquad (28\ bis)$$

où X_l et X_- sont les réactances que doit ramener le circuit pour accorder, au centre de la bande : la présence de ces réactances limite la bande permise pour ω_p à une fraction faible de la bande d'amplification lorsqu'on fixe une limite supérieure aux écarts de phase admissibles.

La stabilité de gain reste alors à obtenir ; de nombreux essais en laboratoire ont confirmé ce que les calculs précédents permettent de prévoir. Le niveau (puissance) et la fréquence de l'oscillateur de pompe sont assez critiques, ainsi que l'impédance d'entrée Z_1 présentée par l'antenne.

Par exemple, à 1 420 MHz, les variations d'impédance d'antenne lors des poursuites au foyer du grand instrument de Nançay n'ont pu être détectées par les mesures faites lors de l'alignement des antennes avec une sensibilité correspondant à une définition de 5.10^{-3} environ du coefficient de réflexion : l'impédance est donc définie à 10^{-2} près, et après division du signal par un hybride dont le 4e bras est chargé par un cornet dirigé vers le zénith, on peut encore s'attendre à des variations d'impédance de $5\cdot10^{-3}$ à l'entrée des récepteurs. L'équation (24 bis) indique alors que la gain n'est connu qu'à 5 % près, autour de la valeur nominale 10 dB. Les expériences de laboratoire confirment d'ailleurs que le gain varie avec l'impédance d'entrée Z_1 comme l'indiquent les équations (24) et (24*bis*) et cette propriété permet d'ailleurs une estimation rapide du gain, à l'aide d'une antenne fictive constituée par un court-circuit variable suivi d'un atténuateur fixe dont la valeur est choisie pour obtenir la variation désirée d'impédance en fonction de la position du court-circuit ; on doit évidemment avoir soigneusement filtré la fréquence de pompe, côté antenne, ce qui est réalisé ici.

Pour remédier à cet effet d'impédance, on a placé une ligne unidirectionnelle en tête de l'amplificateur paramétrique, dégradant ainsi un peu sa température de bruit (pertes d'environ 0,35 dB). Des mesures ultérieures de la réjection existant entre les deux récepteurs du système à corrélation ont amené à prendre un ensemble de deux lignes unidirectionnelles, ayant plus de 40 dB de réjection en inverse, assurant ainsi une définition de $5\cdot10^{-5}$ pour l'impédance d'entrée. La perte de sensibilité qui en résulte est de 16 % (0,65 dB) dans l'état actuel : cette perte est rendue nécessaire par les imperfections de l'hybride (réjection mesurée supérieure à 35 dB sur toute la bande), d'une part, par la réflexion vers l'amont d'une importante énergie de bruit dans chacun des systèmes paramétriques, d'autre part, et par le très faible niveau de signal auquel correspond la sensibilité ultime : ce niveau détermine le « retour corrélé » admissible d'un récepteur à l'autre.

L'influence du niveau de pompe peut s'analyser ainsi : en première approximation, d'après la relation (28), la résistance négative varie comme la puissance de pompe P ; d'après les équations (24) ou (24*bis*), le gain τ obéit alors à une loi du type :

$$\frac{d\tau}{\tau} = \tau\frac{dP}{P}, \qquad (30)$$

en supposant les accords maintenus. Il y a plus : le circuit d'injection de la pompe ayant une bande finie, toute variation de fréquence de pompe conduit à une

variation de niveau que le mécanisme défini par l'équation (30) amplifie dans le rapport τ avant de la répercuter sur le gain, en valeur relative. Mais ce phénomène est du second ordre par rapport au premier, si l'on prend soin d'accorder et d'adapter le circuit d'injection de pompe à la fréquence, au niveau et à la polarisation choisis (ce circuit comporte un élément non linéaire). On a prévu ici un accord externe qui est retouché à chaque réglage : dans ces conditions, on ne demande à l'oscillateur de pompe qu'une stabilité de fréquence de $5 \cdot 10^{-5}$ environ ici, ce que donne aisément un tube phare conventionnel. L'emploi d'un tel tube est commode ; mais la fréquence s'en trouve pratiquement fixée, étant donnée la plage d'emploi usuelle de ces tubes. On a choisi ici :

$$f_p = \omega_p/2\pi = 3\,550 \text{ MHz, soit } g = 3/2$$

et le problème de la synthèse des circuits (on utilise des lignes en ruban miniature) se prête bien au calcul. Il serait néanmoins fort intéressant de réaliser un circuit où la charge externe d'idler soit nulle, en se plaçant vers $g = g_{opt}$ défini par l'équation (23) : conformément aux indications données par l'égalité (27), il faut augmenter la fréquence de pompe. Les diagrammes de la figure 5 montrent alors que T_- n'interviendrait pratiquement plus, et que l'on atteindrait cependant la même température de bruit optimale que dans la réalisation actuelle.

Pour le niveau de pompe, l'équation (30) indique qu'il faut maintenir, au gain 10, des variations relatives de puissance inférieures à 10^{-4} pour définir le gain à 10^{-3} près. C'est là l'une des raisons essentielles du choix du gain de 10, avec le problème du « retour corrélé » : il s'est avéré assez difficile pratiquement d'obtenir une définition de 10^{-4} sur le niveau de pompe, pour des périodes supérieures à l'heure.

La réalisation pratique a été faite en utilisant un système expérimenté par nos collègues hollandais [6] dès 1960. Le courant détecté par la diode paramétrique (soit une fraction de microampère ou quelques microampères, alors que les phénomènes réactifs dont la diode est le siège se chiffrent en dizaines de milliampères) est utilisé comme signal d'erreur au voisinage du point de travail. Nous nous sommes ici placés au point où courants inverse et direct s'équilibrent au cours d'une période de la pompe, ce dernier croissant très rapidement en fonction du niveau excédentaire. Un amplificateur comportant une modulation à 50 Hz, précédé d'une constante de temps de l'ordre de la minute, agit alors sur un atténuateur variable à diode placé entre oscillateur de pompe et amplificateur paramétrique : on réalise ainsi un asservissement du niveau au courant détecté, avec un taux de contre-réaction de quelques centaines et une réponse sans surtension notable dans la gamme des basses fréquences intéressées par la constante de temps. Il n'apparaît de surtensions dangereuses (tendances à l'auto-oscillation) qu'avec une contre-réaction de quelques milliers sur la composante continue. Ce système a le défaut de faire apparaître sur le gain tous les phénomènes de scintillation basse fréquence dont est le siège la jonction paramétrique : pour certaines diodes, l'amplitude des fluctuations ainsi créées correspondait à une instabilité de gain de l'ordre de 1 %, dans la gamme 0-10 Hz. Le système à corrélation autorise de tels écarts, sans grands ennuis ; néanmoins des essais de régulation de niveau à partir d'un détecteur annexe sont actuellement en cours.

En définitive, l'expérience a montré que l'on peut obtenir des stabilités de quelques millièmes sur une heure et plus, pour un récepteur monté en direct. L'ensemble des deux récepteurs, monté dans un container thermostaté à quelques degrés près, répond actuellement aux exigences des mesures radioastronomiques : on verra sur les photos, figures 7 et 8, les structures adoptées. Notons, sans vouloir aborder

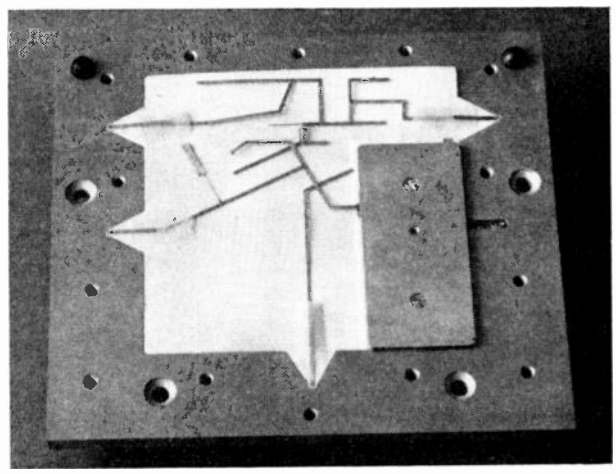


FIG. 7.

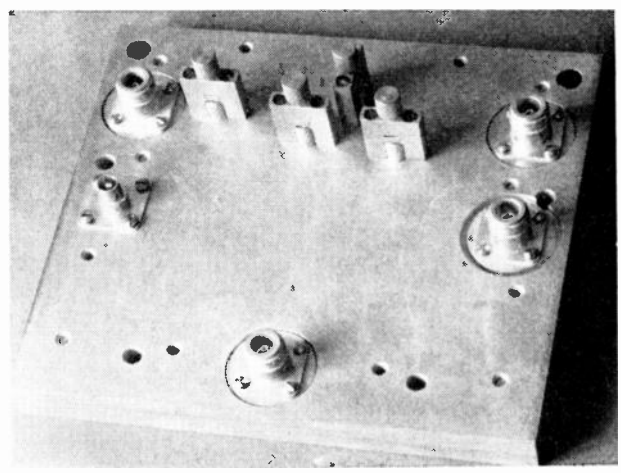


FIG. 8.

le problème de synthèse des circuits, que ceux-ci sont réalisés en ligne à ruban enfermé dans du téflon, avec filtrage de deux fréquences sur chaque sortie ; à la sortie de la diode paramétrique montée en série, un transformateur à dérivation ramène l'impédance de 3,5 à 50 Ω le plus tôt possible : (fig. 9). Les transformateurs de couplage signal et idler sont incorporés, cependant un transformateur additionnel à deux lames quart d'onde est monté sur la ligne d'idler pour permettre le réglage fin de R_- (en particulier pour rattraper les variations dues au refroidissement). L'accord de pompe se fait par une capacité réglable en bout de ligne, au plus près de la diode.

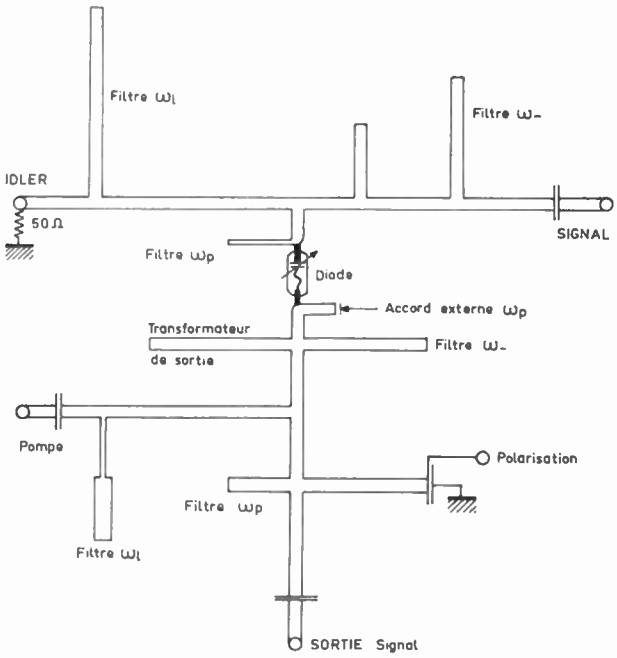


FIG. 9. — Schéma de principe : circuits.
Toutes connexions sous 50 Ω, lignes à ruban miniatures. Diélectrique : téflon, 2 × 1 mm d'épaisseur.

Une telle structure est assez analytique et assez maniable pour permettre de vérifier point par point les calculs précédents ; sa mise en service date des premiers mois de 1966, au foyer du grand instrument de Nançay. On peut en résumer les caractéristiques essentielles ici, en notant qu'il s'agit d'un système à corrélation :

1) T_{Rec} = 350 °K, décomposables ainsi :

— paramétrique = 100 °K

— idler à 77 °K = 55 °K (les pertes de la ligne de transmission ne sont pas refroidies)

— récepteur à mélangeur = 70 °K (récepteur 700°, gain du paramétrique 10)

— pertes unidirectionnelles = 45 °K (16 % de pertes)

— pertes diverses (lignes de transmission, etc.) = 30 °K

soit un total de 300 °K dans le plan d'entrée de l'amplificateur paramétrique ; ramené au plan d'entrée des unidirectionnelles, 16 % de plus, soit 350 °K.

2) Stabilité, à gain 10 pour les paramétriques : quelques millièmes sur une heure.

3) Bande instantanée dans ces conditions = 7 MHz (avec accords simples). Rappelons que :

f_i = 1 420 MHz (signal).

f_- = 2 130 MHz (idler).

f_p = 3 550 MHz (pompe).

4) Dispersion observée sur un point d'un spectre obtenu après une pose d'une heure (avec un temps de pose équivalent sur un champ de comparaison) : environ 5 centièmes de degré K à la sortie d'un canal, en température d'antenne. Chaque canal du spectrographe a 280 kHz de largeur.

A 5 000 MHz, on obtient avec un amplificateur dégénéré sans circulateur, où la diode est montée en parallèle, une température hors tout de 200 °K dont environ 100 °K de bruit d'amplificateur paramétrique, avec un gain de 15 dB sur une bande de 10 MHz ; la stabilité est de l'ordre du centième sur quelques heures.

A 2 695 MHz, un modèle analogue, en cours d'essais, permet d'obtenir environ 150 °K. Les deux amplificateurs utilisent des diodes Microwave Associates MA.4644.A ; les diodes de l'amplificateur non dégénéré à 1 420 MHz sont des Hughes 1 N 2629.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DICKE R.H. — *Rev. Sci. Inst.*, 1946, **17**, 268.

[2] BLUM E.J. — *Ann. Astro.*, 1959, **22**, 139.

[3] BLUM E.J. — Thèse, Paris, 1952.

[4] LE ROUX E. — Thèse, Paris, 1966, et rapports internes (Radioastronomie Meudon).

[5] BLANC-LAPIERRE A. et FORTET R. — Théorie des fonctions aléatoires, 1953, Masson, éditeur, Paris.

[6] ROBINSON B.J., SEEGER C.L. (et al.). — *P.I.R.E.*, 1960, **48**, 9, sept.

[7] ROWE H.E. — Non linear Elements : small signal theory, *P.I.R.E.*, 1958, 850, mai.

L'ÉTUDE DES AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES

PAR

T. M. HYLTIN

Texas Instruments Incorporated
Dallas, Texas, USA

Introduction

Le nombre d'amplificateurs qui entrent dans la classification générale des amplificateurs paramétriques est presque sans limite. En plus des modèles habituels qui utilisent des diodes semiconductrices, des recherches ont été menées sur des amplificateurs utilisant des ferrites, des corps ferroélectriques, des faisceaux électroniques, voire des gaz. Ces matériaux et bien d'autres peuvent, apparemment, produire le paramètre variable avec le temps nécessaire à l'amplification paramétrique.

L'amplificateur paramétrique à diode semiconductrice (varactor) s'est révélé comme un vrai cheval de bataille en électronique. Des amplificateurs à faible bruit ont été construits depuis les fréquences infra-audibles jusqu'aux ondes millimétriques en hyperfréquences. On peut les rencontrer depuis les stations séismologiques du fond des océans jusqu'aux hautes altitudes dans les radars aéroportés.

L'utilisation la plus courante et la plus typique des amplificateurs paramétriques est celle d'amplificateurs à faible bruit dans les récepteurs hyperfréquences de la bande *L* à la bande *X* ou *K*. Dans cette gamme de fréquences, d'environ 1 à 20 GHz, les domaines d'application existent non seulement dans les radars mais aussi dans un grand nombre d'équipements scientifiques et de communication.

L'étude des amplificateurs paramétriques en hyperfréquences a suivi une évolution constante depuis les premiers tâtonnements qui ne donnèrent que des bandes passantes microscopiques et des performances de bruit décevantes. Cette évolution se poursuit, mais les techniques actuelles d'étude d'amplificateurs paramétriques, appliquées avec soin, peuvent mener au facteur de bruit, à la bande passante et à la gamme d'accord souhaités. Les performances ne sont limitées que par les possibilités du varactor.

Une discussion sur les amplificateurs paramétriques à diode semiconductrice doit être précédée par l'examen du varactor et des limitations apportées aux performances de l'amplificateur par les caractéristiques de ce varactor. Sur ce principe seront basés les techniques et processus d'étude de l'amplificateur paramétrique, et un examen particulier d'études d'amplificateur paramétrique.

1re PARTIE

LES VARACTORS

1.1. Principe de l'utilisation des varactors

Quoique l'utilisation du varactor soit celle d'une capacité variable avec la tension appliquée, c'est néanmoins une diode à jonction semiconductrice d'une conception très spéciale. Comme dans d'autres sortes de diodes à jonction, le dispositif est formé par adjonction d'impuretés appropriées au matériel semiconducteur pour donner une région *N* (ou productrice d'électrons) et une région *P* (ou acceptant les électrons). Dans la fabrication des diodes varactors, le dopage ou niveau d'impureté dans chaque région est tel que la résistance ohmique du matériau est faible. Au plan de transition entre un matériau dopé et l'autre, les porteurs de charge peuvent diffuser, quittant (jusqu'à l'équilibre) une région étroite, libre de toute charge électrique, appelée zone d'appauvrissement. Quand la diode est polarisée dans le sens non conducteur (ou inverse), cette zone d'appauvrissement s'agrandit et la capacité entre les régions *P* et *N* décroît. Réciproquement une tension de polarisation positive de faible valeur diminuera la largeur de la zone d'appauvrissement et augmentera la capacité de la jonction.

La capacité variable avec la tension qui résulte de cela a les propriétés nécessaires pour fonctionner aux hyperfréquences. Le seul mouvement nécessaire pour la variation de la capacité est celui des charges d'électrons, ainsi il n'existe aucune limitation par fréquence supérieure. Le dispositif peut être suffisamment petit pour être considéré comme élément à constante localisée jusqu'aux ondes millimétriques. La capacité de jonction est facilement commandée (par variation de la surface de la jonction) et peut être rendue très faible (inférieure à 0,1 pF) lorsque c'est nécessaire pour le fonctionnement aux plus hautes fréquences.

La variation de capacité avec la tension est donnée par la relation :

$$C = A(V_c - V)^{\alpha} \qquad (1)$$

dans laquelle A est une constante caractéristique du matériau semiconducteur, de la surface de la jonction, et des niveaux d'impureté dans le semiconducteur. V et V_c sont respectivement la tension appliquée et le potentiel de contact (ou interne) de la diode. L'exposant α a la valeur $-1/2$ pour une transition abrupte et $-1/3$ pour une transition à gradiant linéaire entre les régions P et N de la diode.

La jonction semiconductrice peut être représentée par la capacité de jonction à une tension de polarisation donnée et par une résistance en série égale à la somme de la résistance due aux pertes dans les régions N et P et de la résistance des contacts. Ces paramètres servent à définir deux autres caractéristiques importantes.

La surtension Q de la jonction semiconductrice à une fréquence donnée f_1 est donné par :

$$Q = \frac{X_c}{R} , \qquad (2)$$

$$Q = \frac{1}{2\pi f RC} . \qquad (3)$$

La fréquence de coupure résistive d'une diode varactor est définie comme étant la fréquence à laquelle Q devient unité, soit :

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi RC} . \qquad (4)$$

Ces équations représentent les propriétés statiques, ou relatives aux signaux faibles de la diode varactor. Avant de préciser les performances qu'il est possible d'obtenir de la diode varactor, il faut examiner la variation de la capacité avec une tension sinusoïdale de « pompe » importante. L'expression donnant la relation entre la capacité et la tension appliquée peut être modifiée par introduction de la tension de pompe ($V = E \cos \omega t$) et la tension de polarisation (V_b) pour donner la forme des variations de la capacité avec le pompage :

$$C = A(V_c + V_b - E \cos \omega t) \qquad (5)$$

Cette expression peut être décomposée en série de Fourier pour représenter l'amplitude de la variation de la capacité à la fréquence de pompe ω :

$$C = C_0 - C_1 \cos \omega t + C_2 \cos 2\omega t + \ldots \qquad (6)$$

Les coefficients de cette série peuvent être évalués à l'aide d'un calculateur digital. Des résultats numériques pour les valeurs de la tension de pompe E, la tension V_b et les deux valeurs possibles de α sont donnés par la référence [1]. On peut obtenir un résultat qualitatif en considérant la représentation graphique de la figure 1. Si $C = f(V)$ est la fonction de la capacité avec la tension de la jonction semiconductrice, une forme d'onde de la capacité variable avec le

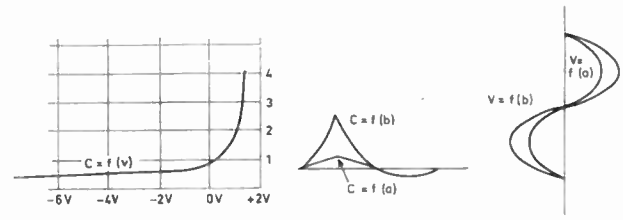


FIG. 1. — Capacité en fonction de la pompe.

temps apparaît lorsque l'ondulation de pompe et la tension de polarisation (V_b) sont appliquées à cette jonction. On voit sur cette représentation qu'une augmentation de la tension de pompage augmente non seulement l'excursion de capacité à la fréquence de pompe mais également la capacité moyenne (C_0) du varactor et le contenu en harmoniques élevés.

A la limite, la puissance de la pompe peut être augmentée jusqu'à ce que l'excursion de tension rejoigne les limites de conduction en sens direct et de la tension inverse d'avalanche de la diode. Sous cette condition (et avec quelque imprécision dans la définition du point de conduction directe) la diode donnera les meilleures performances dans un amplificateur paramétrique. Les coefficients de la capacité de la jonction semiconductrice peuvent être utilisés dans le calcul de la performance théorique de bruit de la diode varactor.

On a montré que l'expression du bruit pour un amplificateur paramétrique dégénéré à gain élevé utilisant un circulateur était de la forme suivante [1, 2] :

$$F = 1 + \frac{1}{\gamma Q - 1} \qquad (7)$$

où Q est défini précédemment et calculé à partir de C_0, capacité moyenne de la diode varactor sous l'influence de la pompe, et

$$\gamma = \frac{C_1}{2C_0} \qquad (8)$$

facteur de normalisation des caractéristiques dynamiques du varactor. De même, on a montré que le facteur de bruit d'un amplificateur non dégénéré utilisant

un circulateur et ayant un gain élevé, avait pour expression :

$$F = \left(1+\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)\left[\frac{1}{\left(\gamma^2 Q^2 \frac{\omega_1}{\omega_2}-1\right)}+1\right] \qquad (9)$$

dans laquelle ω_1 et ω_2 sont les fréquences signal et « idler ». Dans ce type d'amplificateur, la fréquence de pompe ω_3 est égale à $\omega_1+\omega_2$.

Le facteur de bruit pour d'autres types d'amplificateurs paramétriques peut être exprimé sous une forme similaire, et toujours avec la quantité γQ, facteur déterminant la contribution au bruit du varactor. C'est pourquoi BLACKWELL et KOTZEBUE [1] ont suggéré d'utiliser ce produit comme un facteur de mérite dans la comparaison des qualités de diodes varactors.

D'autres formes pour cette expression ont été proposées par différents auteurs. GREEN et SARD [3] utilisaient l'expression $C_1/C_0\, fc_0$; KUROKAWA et VENOHARA [4] utilisent le facteur Q, qui est le γQ défini précédemment, mais dans lequel on fait une correction en fonction des conditions de forme d'onde de la pompe et des grandes valeurs de γ. On pourrait montrer que ces facteurs de mérite proposés ne sont utiles que pour les facteurs de bruits et les calculs effectués à la résonance. Dans les calculs de bande passante, les quantités γ et Q de la diode varactor sont utilisées séparément. Comme on le montrera plus loin, le boîtier du varactor et les circuits de l'amplificateur sont les facteurs prédominants dans la détermination de la bande passante de l'amplificateur. Ce n'est qu'avec des boîtiers identiques dans un circuit presque optimal que l'on peut observer l'influence de petites variations de γ ou de Q du varactor sur la bande passante.

1.2. Techniques de fabrication des varactors

La construction de la jonction simple décrite dans le paragraphe précédent conduit à des capacités variables avec la tension, utilisables uniquement dans la gamme de fréquence de l'ordre du mégahertz. Pour le fonctionnement dans les amplificateurs paramétriques en hyperfréquences, il faut utiliser une technique plus élaborée pour obtenir à la fois une faible résistance série et une faible capacité de jonction. De plus le boîtier du varactor doit être tel que le semiconducteur soit fixé et protégé sans dégrader gravement les possibilités de la jonction du varactor. Comme on le montrera plus loin, cela entraîne à conserver aussi petits que possible la capacité et l'inductance du boîtier.

Il est probable que le premier varactor capable de fonctionnement à faible bruit en hyperfréquences a été un dispositif au silicium fabriqué par les laboratoires de la Bell Telephone, en 1957 par BAKANOWSKI, CRANNA et UHLIR [5]. La construction de la jonction par décapage (ou mesa) a permis d'obtenir la faible résistance série et la faible capacité nécessaires pour cette performance. De plus, la structure planar du dispositif a pour effet de rendre la capacité proportionnelle et la résistance série, inversement proportionnelle à l'aire de la jonction. En conséquence, la fréquence de coupure $1/2\pi RC$ est pratiquement indépendante de la capacité de la jonction.

Une jonction de ce type est formée par une diffusion d'impuretés dans une très fine pastille de silicium. Comme le montre la figure 2, une impureté de type N (telle que du phosphore) est diffusée sur un côté de la pastille et une impureté de type P (telle que du bore) est diffusée sur le côté opposé. La jonction est dans la région de transition entre les deux diffusions. Les contacts ohmiques (ou non redresseurs) sont faits de chaque côté de la pastille de façon qu'une soudure ou autre connexion électrique puisse être faite sur le semiconducteur. Dans la phase finale de fabrication, on place un point de cire sur la surface à dopage P de la pastille et, l'autre côté étant entièrement masqué, le dispositif est décapé. La structure de la diode qui en résulte est montré par la figure 2*c*. Une diode type peut avoir une surface de « mesa » ou de jonction de $2\cdot10^{-3}$ (inches)^2, une hauteur de « mesa » de $0{,}5\cdot10^{-3}$ à $2\cdot10^{-3}$ inches, et une hauteur hors tout de 4 à 5 inches.

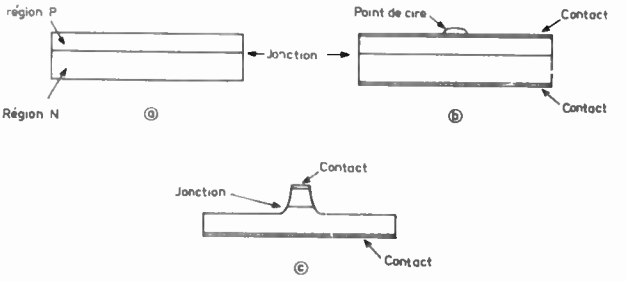


FIG. 2. — Fabrication de la jonction mesa.

Pour la mesure des caractéristiques de la jonction aux hyperfréquences et pour l'utilisation dans les amplificateurs paramétriques, il faut un boîtier ou quelqu'autre moyen de protection de la pastille. Un boîtier utilisable aux hyperfréquences adapté pour l'utilisation d'une jonction semiconductrice de type « mesa » a été développé par D.E. IGLESIAS de B.T.L. [6]. La figure 3 montre la construction interne du boîtier. Le corps de la cartouche est une section de tube de céramique dont l'intérieur est taraudé. Deux pièces terminales sont filetées pour être vissées dans la

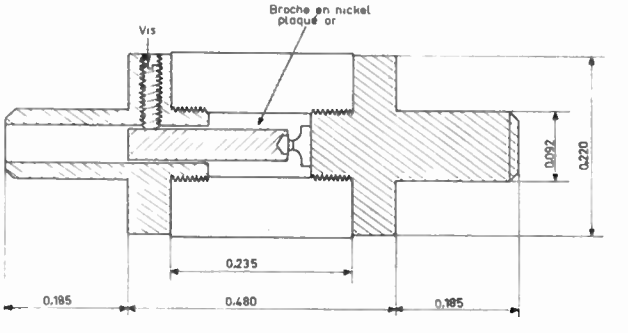


FIG. 3. — Boîtier à diaphragme de B.T.L. Dimensions en pouces.

céramique, l'une ayant une surface intérieure plate pour le montage de la pastille, l'autre ayant un trou destiné à recevoir une tige ajustée. Des vis de réglage sont introduites pour verrouiller la tige dans sa position finale. Au cours du montage, la pastille est soudée à la broche support qui est vissée dans la cartouche de céramique. Pour faire le contact sur la partie « mesa », l'extrémité d'une des broches est contrepercée et un disque d'acier nickelé d'un millième d'inche d'épaisseur est soudé par points au-dessus du renfoncement. La broche ainsi montée, avec son diaphragme convexe, est introduite dans le boîtier jusqu'à ce qu'un contact convenable soit réalisé sur la partie « mesa ». Ce type de construction résiste à des chocs et vibrations considérables sans détérioration sur le varactor.

La jonction varactor et son boîtier se sont montrés très satisfaisants dans les premières applications sur les amplificateurs paramétriques et ils furent utilisés en hyperfréquence jusqu'à la bande *C*. Des variantes de ce processus sont utilisées actuellement par plusieurs fabricants de dispositifs à semiconducteurs et ont été largement employées dans les amplificateurs paramétriques pour des fréquences signal allant jusqu'en bande *X*.

Une caractéristique de ce boîtier rend difficile l'établissement du circuit équivalent de ce dernier. Une grande partie de son inductance est due aux faibles longueurs de lignes de transmission à l'intérieur de la céramique, et il en résulte que l'inductance effective du boîtier est profondément influencée par le diamètre du montage de mesure ou de l'amplificateur paramétrique au niveau du varactor. La série de varactors XD500 fabriquée par TEXAS INSTRUMENTS peut être prise comme exemple. La construction du plus petit boîtier et du plus petit diaphragme conduit, comme le montre la figure 4, à un boîtier ayant à la fois une faible inductance série et une faible capacité de boîtier. L'inductance effective varie de 0,4 à 1 nH avec des diamètres de support compris entre 0,160 et 0,750 inches. La valeur de 0,7 nH pour l'inductance correspond à un diamètre de support de 0,276 inche. La capacité de boîtier est de 0,3 pF ou moins.

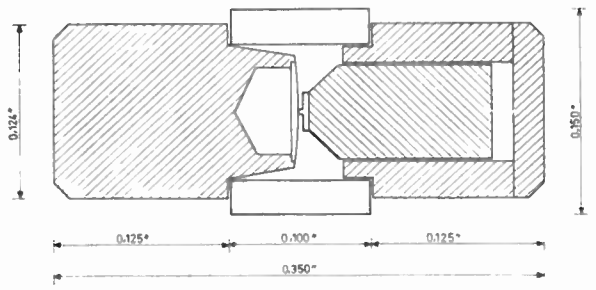


FIG. 4. — Boîtier TI X0500. Dimensions en pouces.

Une nouvelle méthode a été utilisée récemment dans la fabrication et l'encapsulation des varactors. Cette méthode n'utilise pas un ruban ni un diaphragme pour le contact sur le « mesa », mais des fils conducteurs soudés ou intégrés dans le « mesa ». Le boîtier utilisé alors est une structure subminiature convenable pour l'utilisation en bande *K* et peut-être pour des amplificateurs paramétriques à fréquences supérieures. La construction type pour le varactor subminiature ou « pilule » est montrée figure 5. Au cours du montage, la pastille non décapée à laquelle les fils sont attachés est soudée à l'embase. La pastille est décapée dans le boîtier en utilisant le fil conducteur qui, résistant au décapage, sert de masque pour la formation du « mesa ». Après décapage, les fils

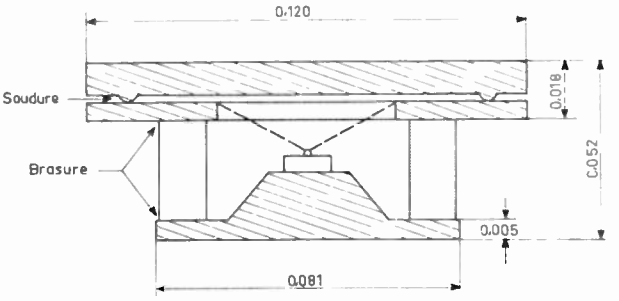


FIG. 5. — Boîtier de type « Pilule ». Dimensions en pouces.

sont attachés au disque métallique ; ce sont des fils extrêmement fins ou des feuilles montés en triangle pour réduire encore l'inductance des conducteurs. Un couvercle est soudé au disque pour sceller le boîtier. Les varactors de ce type de construction sont fabriqués couramment par BOMAC, MICROSTATE, R.C.A. et TEXAS INSTRUMENTS. Tous utilisent des pastilles semiconductrices à l'arséniure de gallium sauf BOMAC qui utilise le silicium.

Le boîtier obtenu a une très faible inductance série sans augmentation de la capacité au-delà de celle du diaphragme ou du ressort de contact. L'inductance du boîtier est de 0,3 à 0,4 nH et la capacité shunt de 0,27 à 0,4 pF pour les varactors de cette fabrication.

La seule autre technique de fabrication à être largement utilisée dans la production des diodes varactors est la construction à pointe mise au point par SHARPLESS de BELL TELEPHONE LABORATORIES. Dans cette construction, une pastille d'arseniure de gallium à dopage *N* est montée dans un boîtier adéquat. Un fil aiguisé chimiquement (ou moustache), en un métal convenable est amené en contact avec la surface préparée du matériau semiconducteur. On peut alors observer une caractéristique de redressement. Des impulsions de courant sont appliquées à la diode ce qui soude le fil sur le semiconducteur et allie (ou diffuse) le matériau du fil avec le semiconducteur, formant ainsi une région *P* dans la diode. Cette construction a donné des diodes à très hautes fréquences de coupure et à grande variation de capacité de la jonction abrupte ($C\alpha V^{-1/2}$). Cependant, par suite de la forme hémisphérique de la jonction, une grande surtension (Q) est obtenue par la réduction de la capacité et des dimensions de la jonction.

Des varactors de ce type de construction sont fabriqués couramment par BELL TELEPHONE LABORATORIES, SYLVANIA et TYCO SEMICONDUCTOR dans différents types de boîtier.

On a pu remarquer, dans cet exposé sur la réalisation de la jonction varactor et du boîtier, que le silicium et l'arséniure de gallium sont largement utilisés dans une grande variété de formes de boîtier. Cela n'implique pas cependant que les jonctions réalisées avec ces matériaux aient des caractéristiques identiques ou qu'elles soient rigoureusement interchangeables. Les jonctions faites à partir de chaque matériau ont des propriétés spécifiques qui feront préférer l'une par rapport à l'autre pour des applications particulières. La mobilité des charges étant plus grande dans l'arséniure de gallium, les varactors utilisant ce matériau auront des fréquences de coupure plus élevées que les varactors au silicium pour une construction identique. Cependant, la durée de vie comparativement longue des charges dans le silicium, donne naissance à un effet d'accumulation de charges ou de capacité de diffusion quand le varactor à jonction diffusée au silicium est attaqué dans la région à polarisation dans le sens passant. Ce qui a pour résultat une plus grande variation de capacité et, de plus, une valeur plus élevée du facteur γ pour les varactors au silicium. D'après de récentes mesures de facteur de bruit d'amplificateurs utilisant des varactors au silicium et à l'arséniure de gallium montés dans des boîtiers identiques, il a été déterminé une valeur moyenne de γ de 0,3 avec le silicium et de 0,25 avec l'arséniure de gallium [4]. Cela est en accord satisfaisant avec les résultats donnés par une comparaison déjà parue entre les deux matériaux [7]. Bien que la valeur de γ soit plus forte pour le silicium, la fréquence de coupure des varactors à l'arséniure de gallium est beaucoup plus élevée, ce qui entraîne une plus forte valeur du coefficient γQ et une meilleure performance de bruit pour ce dernier matériau. Mais, grâce à la grande variation de capacité dans le silicium, on obtiendra de plus grandes bandes passantes avec les varactors au silicium diffusés, pour des boîtiers et des circuits d'amplificateurs identiques.

Il existe aussi d'autres types de performances qui influeront sur le choix du matériau. Par l'utilisation correcte de la capacité de diffusion du silicium, on peut obtenir une grande valeur de γ avec une faible excursion de la tension de pompe. La puissance de pompe requise sera plus faible (habituellement 3/4 à 1/2) de celle requise par un varactor semblable mais n'ayant pas la caractéristique de capacité de diffusion. La grande gamme de température de fonctionnement des varactors à l'arséniure de gallium (depuis l'hélium liquide jusqu'à la température de fusion de la soudure) influera parfois sur le choix des varactors. Le choix du boîtier doit reposer sur les conditions opérationnelles d'utilisation de l'amplificateur paramétrique.

1.3. Considérations sur les circuits équivalents du varactor

Les caractéristiques des varactors utilisées dans l'étude de l'amplificateur paramétrique ne sont pas exactement celles de la jonction semiconductrice, mais celles de la jonction modifiée et transformée par le boîtier. Dans le choix du matériau semiconducteur, de la configuration du boîtier, et dans l'étude des circuits hyperfréquences, l'ingénieur étudiant l'amplificateur paramétrique devra tenir compte de ces effets dus au boîtier aussi bien que des limitations sur les performances de l'amplificateur dues à l'inductance et à la capacité de ce même boîtier.

Un circuit équivalent du varactor est nécessaire pour la détermination des caractéristiques externes du varactor et pour une comparaison quantitative des différents boîtiers. A partir des illustrations des paragraphes précédents, on pourra noter les propriétés communes des boîtiers de varactors. La propagation dans le diélectrique en céramique ou en verre se fait comme dans une ligne de transmission radiale sur la structure interne. Les conducteurs coniques ou cylindriques faisant contact avec la jonction semiconductrice sont les conducteurs centraux d'une ligne de transmission ayant la structure environnante comme conducteur extérieur. Le circuit équivalent exact de ces varactors est celui montré dans la figure 6. L'impédance des lignes de transmission représentant le boîtier sera fonction de la géométrie du boîtier et de la structure entourant le varactor. A cause de la géométrie radiale du boîtier, les impédances représentées par Z_1 et Z_2 ne seraient pas constantes d'un bout à l'autre de leur largeur.

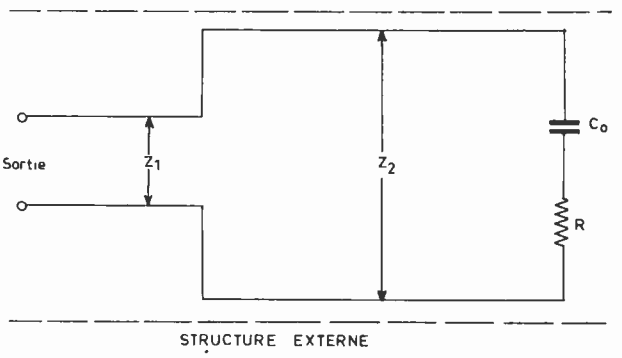


FIG. 6. — Circuit équivalent du varactor.

L'utilisation d'un tel circuit équivalent est peu pratique pour l'étude, aussi une simplification est-elle nécessaire. Comme les varactors utilisés actuellement dans les amplificateurs paramétriques sont généralement petits vis-à-vis de la longueur d'onde, on utilisera une représentation par circuits à constantes localisées.

Un circuit équivalent convenable est montré par la figure 7. C_A représente la capacité du diélectrique en céramique et L, l'inductance série du boîtier. De plus, l'inductance ayant pour origine une ligne de

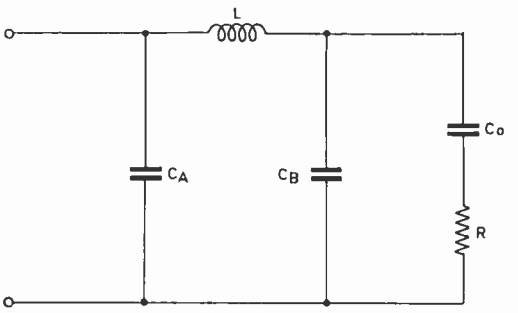


FIG. 7. — Circuit équivalent à constantes localisées.

transmission, la valeur apparente de cette inductance sera fonction de la dimension de la structure externe et de l'impédance du montage associé. La capacité de jonction et la résistance série, C_0 et R_s sont en parallèle avec une capacité, C_B, qui représente la partie de la capacité de boîtier sous l'inductance du varactor.

L'effet apporté par le boîtier aux basses fréquences peut être alors considéré. Dans ce domaine, la fréquence est suffisamment basse pour avoir :

$$2\pi f_1 \ll \frac{1}{2\pi f(C_a+C_b)}, \tag{10}$$

et

$$R \ll \frac{1}{2\pi f C_0}. \tag{11}$$

Avec de bons varactors hyperfréquences ces conditions sont rencontrées dans toute la gamme UHF. Le circuit équivalent se réduit alors à celui qui est figuré en 8.

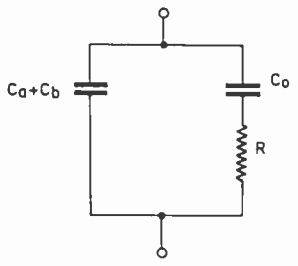


FIG. 8.

Pour une fréquence quelconque répondant aux conditions données plus haut, ce circuit peut être réduit à un simple circuit *R-C*. Les nouvelles constantes R' et C' ont pour valeur :

$$R' = \frac{1}{1+\left(\frac{C_a+C_b}{C_0}\right)^2}, \tag{12}$$

et

$$C' = C_0+C_a+C_b = C_0\left(1+\frac{C_a+C_b}{C_0}\right). \tag{13}$$

La surtension Q du varactor prend alors une nouvelle valeur :

$$Q' = \frac{1}{2\pi f C' R'},$$

$$Q' = \frac{1+\frac{C_a+C_b}{C_0}}{2\pi f C_0 R}, \tag{14}$$

$$Q' = Q\left(1+\frac{C_a+C_b}{C_0}\right).$$

Bien que la valeur de la surtension Q du varactor soit augmentée par la capacité du boîtier, il ne faudrait pas penser améliorer les performances de bruit avant de rechercher l'effet de cette capacité sur γ, la variation de capacité avec la pompe :

Si

$$\gamma = \frac{C_1}{2C_0},$$

les capacités C_A et C_B en parallèle avec C_0 s'ajouteront directement à C_0 (on suppose $R \ll 1/\omega C_0$) et on aura :

$$\gamma = \frac{C_1}{2(C_0+C_a+C_b)} = \frac{\gamma}{1+\frac{C_a+C_b}{C_0}}. \tag{15}$$

Le produit γQ et aussi le facteur de bruit théorique d'un varactor est indépendant de la capacité de boîtier ; cependant dans la pratique des amplificateurs paramétriques, l'augmentation de la surtension Q du varactor, tout en maintenant constant le produit γQ, entraînera des pertes dans l'amplificateur qui contribueront à augmenter le facteur de bruit.

L'accroissement de la surtension Q du varactor par cette méthode dégrade les performances de l'amplificateur paramétrique ; entre autres, la bande passante est réduite. Une expression approximative du produit gain en tension par la bande passante d'un amplificateur paramétrique à grand gain a été déterminé par LOMBARDO et SARD et est donné par [8] :

$$\sqrt{G_0}BW = 2\left(\frac{\mu}{\mu+1}\right)\left(\frac{1}{\frac{1}{BW_1}+\frac{1}{BW_2}}\right) \tag{16}$$

où G_0 est le gain en puissance de l'amplificateur et BW, BW_1 et BW_2 sont les bandes passantes respectives de l'amplificateur et des circuits signal et « idler ». Le facteur μ représente la charge extérieure du circuit du varactor. A grand gain, pour un produit γQ donné, ce facteur a été calculé par KNETCHLI et WEGLEIN [2] :

$$\mu = \gamma^2 Q^2 \frac{f_1}{f_2} - 1 \tag{17}$$

où f_1 et f_2 sont respectivement les fréquences signal et « idler ». Si on considère la bande passante du circuit comme étant f/Q, le produit gain bande passante peut être écrit sous la forme :

$$\sqrt{G_0}BW = 2\left(1-\frac{1}{\gamma^2 Q^2 \frac{f_1}{f_2}}\right)\frac{1}{\frac{Q_1}{f_1}-\frac{Q_2}{f_2}}. \tag{18}$$

Q_1 et Q_2 sont les surtensions en charge Q'_s des circuits signal et « idler ». De cette expression, on peut noter que le produit gain bande passante diminue lorsque la capacité du boîtier, donc Q_1 et Q_2, augmente. Cette réduction de bande passante peut atteindre 50 % dans le cas où les capacités de jonction et de boîtier sont égales.

Dans les amplificateurs paramétriques modernes il est rare que les fréquences signal et « idler » soient toutes deux dans le domaine des fréquences basses pour le varactor. L'inductance du boîtier est un élément important du circuit du varactor dès la bande S et au-delà, et doit être convenablement utilisée dans l'étude des amplificateurs paramétriques. Une analyse semblable à celle effectuée pour les fréquences basses montre que le produit γQ du varactor n'est ni altéré par l'inductance, ni par la capacité du boîtier (les pertes dans le boîtier dégraderont le produit γQ des varactors à grande surtension Q aux hautes fréquences). L'inductance du boîtier influe sur la performance gain bande passante du varactor, mais pas toujours dans le mauvais sens. Sur la figure 9, si on considère les terminaisons du varactor en court-circuit, il existera une résonance dans l'inductance série et les capacités parallèle et de jonction. Cette capacité parallèle est approximativement la moitié de la capacité de boîtier lorsque celui-ci est du type contact à ressort ou à diaphragme et est négligeable dans les varactors à pointes de type pilule. A cette résonance (la fréquence d'autorésonance du varactor) la surtension Q sera celle de la jonction seule pour les varactors pilules à pointes et légèrement plus élevée pour les varactors du type à diaphragme. Cette résonance à faible surtension Q a été utilisée largement comme résonance de l' « idler » des amplificateurs paramétriques et comme résonance signal dans les amplificateurs ayant un circuit signal à résonance série. L'utilisation de cette résonance a eu pour conséquence une augmentation importante du produit gain bande passante des amplificateurs paramétriques.

Aux fréquences autres que la fréquence d'autorésonance du varactor, l'effet particulier dû à l'inductance du boîtier dépendra de la fréquence et du type de ce boîtier. Cela peut être montré en considérant les circuits équivalents des deux varactors montrés par la figure 9. Un varactor ayant un boîtier du type

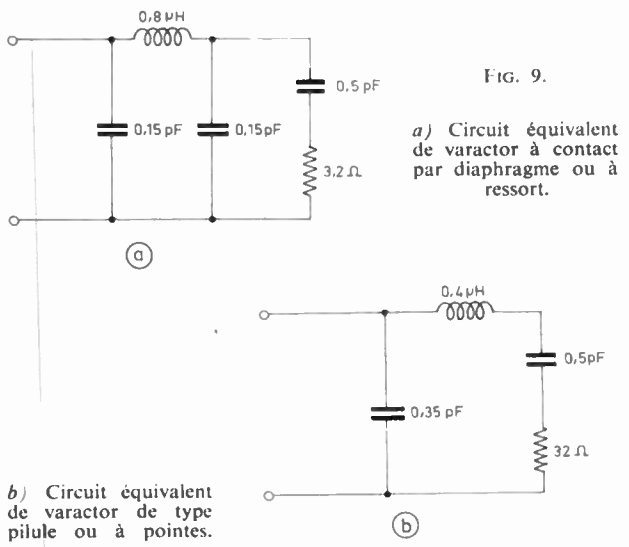


FIG. 9.

a) Circuit équivalent de varactor à contact par diaphragme ou à ressort.

b) Circuit équivalent de varactor de type pilule ou à pointes.

à diaphragme ou à ressort a un schéma équivalent représenté par la figure 9*a* et celui ayant les caractéristiques de la construction « pilule » ou à pointes est montré figure 9*b*. Pour chacun des varactors, on suppose des caractéristiques identiques ($f_{c0} = 100$ Oe, $C_0 = 0{,}5$ pF). Pour chaque type de boîtier, le coefficient de surtension minimal Q sans charge peut être calculé selon la fréquence, en supposant :

$$Q_v = \frac{\omega}{2R}\,\frac{\delta X}{\delta \omega} . \qquad (19)$$

Compte tenu de la surtension Q de la jonction définie précédemment, on peut calculer un coefficient de surtension du boîtier Q :

$$\bar{Q} = \frac{Q_v}{Q} \qquad (20)$$

et tracer en fonction de la fréquence. Ces courbes sont représentées figure 10. L'accroissement rapide de Q au-delà de la fréquence d'auto-résonance du varactor donne une importance toute spéciale, dans l'étude des amplificateurs paramétriques aux hautes fréquences, à la nécessité de garder la fréquence de résonance aussi haute que possible. Il est évident que les caractéristiques du boîtier aussi bien que celles de la jonction limitent le fonctionnement des amplificateurs paramétriques dans la bande K et au-delà.

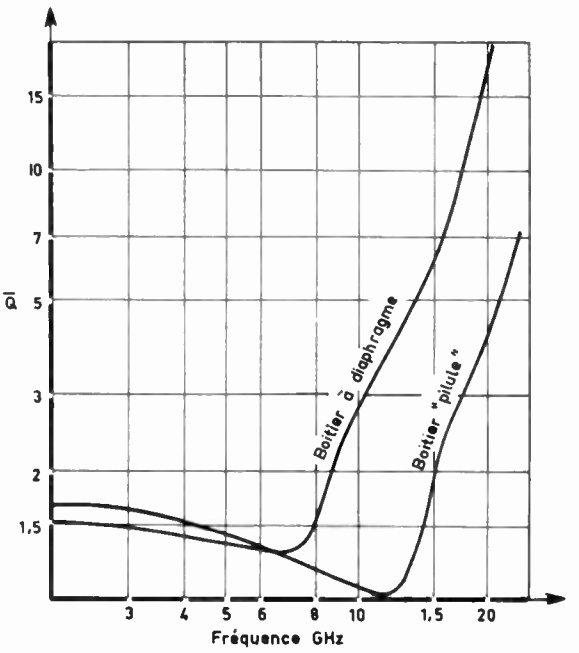


FIG. 10. — Contribution du boîtier à la surtension Q du varactor.

2e PARTIE

L'amplificateur paramétrique

Il existe de nombreuses manières d'utiliser un varactor pour obtenir de l'amplification en hyperfréquences. Les procédés d'amplification des amplificateurs paramétriques peuvent être divisés en deux groupes principaux : celui qui donne du gain par changement de

fréquence, c'est-à-dire qui change la fréquence signal en une fréquence plus haute, et celui qui donne du gain par la création d'une résistance négative. Ces deux procédés d'amplification ont aussi été utilisés ensemble pour répondre à certaines exigences.

Dans un grand domaine d'application, les avantages de l'amplificateur de type à résistance négative ont montré qu'ils contrebalançaient les désavantages de cette forme d'amplification parfois délicate. La forme la plus largement utilisée de ce type d'amplificateur est montrée figure 11. C'est l'amplificateur paramétrique à résistance négative utilisant un circulateur. Le signal d'entrée est dirigé par le circulateur sur le circuit du varactor, où sous l'effet de la résistance négative, le signal est réfléchi avec une amplitude supérieure à celle du signal incident. La puissance réfléchie est

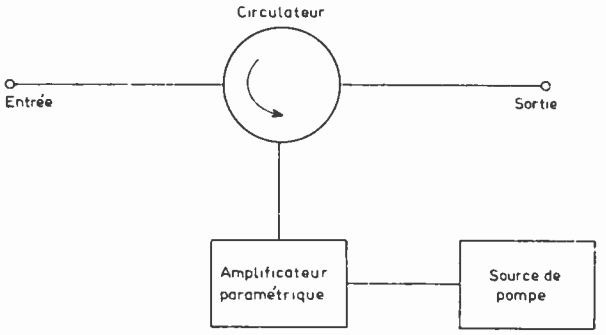


FIG. 11. — Schéma d'ensemble d'un amplificateur paramétrique à résistance négative.

alors dirigée par le circulateur vers l'étage suivant. Ce type d'amplificateur paramétrique a évidemment les mêmes fréquences d'entrée et de sortie et, par une étude soigneuse, on peut obtenir un contrôle de phase très précis entre l'entrée et la sortie pour l'utilisation dans les systèmes multicanaux à comparaison de phases. Un avantage supplémentaire est que, en cas de défaillance de la pompe ou du varactor, la puissance d'entrée arrivant sur le varactor, sera réfléchie et apparaîtra à la sortie avec la seule atténuation due aux pertes du circulateur et aux pertes par résistance de l'amplificateur paramétrique, généralement de 1 à 4 dB. La principale raison pour l'utilisation de cette forme d'amplification, cependant, est que l'on peut obtenir un gain illimité indépendamment du rapport entre les fréquences pompe et signal.

Ce type d'amplificateur sera le sujet de toutes les discussions qui suivent, mais la discussion sur les varactors et les effets des varactors sur les performances des circuits, aussi bien que les procédés fondamentaux de réalisation sont applicables à toutes les variétés d'amplificateurs paramétriques à varactor.

La principale raison de l'utilisation de l'amplification paramétrique tient dans les performances de faible bruit. Pour cela, une grande partie de l'étude des amplificateurs paramétriques est consacrée à trouver le circuit et les conditions qui permettront d'atteindre le meilleur facteur de bruit. On prendra parfois des petites libertés avec ces conditions pour certains objectifs, comme la bande passante ou pour utiliser une fréquence de pompe particulière. Ces libertés ne seront prises qu'après évaluation de leurs effets sur les performances de l'amplificateur.

Les conditions de fonctionnement à faible bruit d'un amplificateur paramétrique peuvent se déduire de l'examen de l'expression du facteur de bruit donnée par l'équation 9 :

Soit :

$$F = \left(1 + \frac{f_1}{f_2}\right)\left(1 + \frac{1}{\mu}\right). \qquad (21)$$

De cette expression, on peut montrer que le facteur de bruit global d'un amplificateur paramétrique est composé de deux termes. Le premier, $1 + f_1/f_2$, est le terme définissant l'effet sur le facteur de bruit du rapport de la fréquence signal à la fréquence idler. Le second, $1 + 1/\mu$, est l'effet de l'impédance (ou de la charge) de l'entrée sur le facteur de bruit. L'optimisation du facteur de bruit d'un amplificateur paramétrique apparaît à première vue se réduire à rendre la fréquence idler la plus haute possible et le facteur de charge aussi haut que possible. Cependant, à cause de l'interdépendance entre le facteur de charge maximal et le rapport des fréquences signal et idler, il existe une fréquence de pompe optimale pour le fonctionnement à faible bruit. Cette fréquence de pompe optimale est donnée par différents auteurs sous la forme :

$$f_p = f_1 \sqrt{1+(\gamma Q)^2} \qquad (22)$$

pour les amplificateurs n'ayant pas d'autre charge «idler » que le varactor. L'utilisation de cette fréquence de pompe optimal et du facteur de charge optimale de l'amplificateur, permet d'obtenir un facteur de bruit qui sera le meilleur possible avec un varactor donné. Ce facteur de bruit est donné par :

$$F = \frac{2}{\gamma Q}\left(\gamma Q + \sqrt{1 + \frac{1}{\gamma^2 Q^2}}\right) + 1. \qquad (23)$$

RAFUSE et PENFIELD [9] ont également montré que ceci est le facteur de bruit minimal que l'on puisse obtenir avec un varactor de qualité donnée pour chaque type d'amplificateur paramétrique.

Très souvent, dans l'étude des amplificateurs paramétriques, il est nécessaire de s'écarter des conditions optimales. Il peut être nécessaire, par exemple, de faire l'étude pour une fréquence de pompe spécifique telle que l'on puisse utiliser un klystron ou une autre source de pompe disponible à cette fréquence. Ici prend place le problème posé par l'interchangeabilité des varactors. Un amplificateur par exemple, étudié avec la charge optimale pour un varactor, peut ne plus présenter la charge optimale pour un second.

L'effet de ces compromis sur les caractéristiques de fonctionnement de l'amplificateur paramétrique doit être évalué par l'ingénieur [avant que le type de la construction de l'amplificateur puisse être choisie].

L'importance de la dégradation de performance causée par l'utilisation d'une fréquence de pompe autre que la fréquence optimale peut être montrée

par l'examen de deux amplificateurs paramétriques typiques. La figure 12 montre le facteur de bruit d'un amplificateur paramétrique en fonction de la fréquence idler. La courbe *A* est caractéristique de la performance

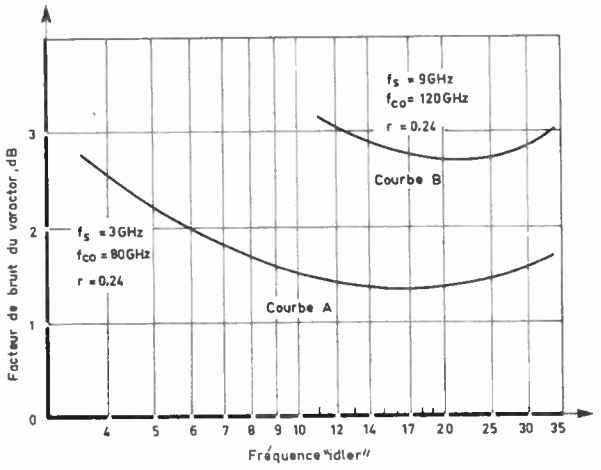


FIG. 12. — Facteur de bruit en fonction de la fréquence « idler ».

attendue d'un amplificateur non dégénéré moyen en bande *S*, et la courbe *B* est la performance obtenue avec un amplificateur non dégénéré moyen en bande *X*. La latitude de l'ingénieur dans la sélection de la fréquence de pompe peut être déduite à partir de ces courbes. Il y a une grande région dans laquelle le facteur de bruit est très proche, moins de 0,1 dB, du meilleur facteur de bruit possible pour une qualité donnée de varactor. La fréquence de pompe de l'amplificateur en bande *S* peut alors varier entre 14 et 24 GHz avec 0,1 dB de dégradation au plus. Pour l'amplificateur en bande *X* considéré, la gamme de fréquence de pompe s'étend de 24 à 37 GHz. Rappelons que ces facteurs de bruit sont dus seulement à la contribution du varactor. Pour obtenir le facteur de bruit global d'un récepteur, il faut ajouter les pertes du circulateur, les pertes d'entrée de l'amplificateur, et la contribution des étages suivants.

Il serait possible de tracer une courbe similaire pour le facteur de charge d'un amplificateur paramétrique. Il y a pourtant une différence, car le facteur de bruit d'un amplificateur paramétrique décroît de façon monotone lorsque la charge de l'amplificateur augmente. Il est alors nécessaire d'utiliser la charge maximale possible avec laquelle un varactor peut donner le gain désiré. Ce facteur de charge a été donné précédemment dans l'équation 17 pour la condition de grand gain comme étant :

$$\mu = \gamma^2 Q^2 \frac{\omega_1}{\omega_2} - 1.$$

Comme on peut le voir, le facteur de charge maximal dépend du facteur γQ du varactor et des fréquences signal et idler. L'augmentation du facteur γQ du varactor entraînera une augmentation de la charge maximale possible et alors une diminution du facteur de bruit de l'amplificateur global sans autre changement. Les varactors communément utilisés dans les amplificateurs paramétriques en bande *S* peuvent fonctionner avec des charges de 10 à 1. Dans les amplificateurs en bande *X*, ce nombre se réduit à 3 à 1. De faibles variations de ces valeurs de charge n'auront pas d'effet significatif sur le facteur de bruit d'un amplificateur. Dans l'amplificateur en bande *S*, par exemple, une variation de charge de $\pm$ 20 % entraînera moins de 0,1 dB de variation du facteur de bruit.

Avec le grand nombre de compromis possibles dans l'étude de l'amplificateur paramétrique, il faut prendre des précautions pour définir exactement l'amplificateur avant de le calculer. Il est évident qu'un grand choix de fréquences de pompe est disponible à l'ingénieur sans dégradation notable du facteur de bruit. Cette latitude dans la fréquence de pompe peut être utilisée pour permettre le pompage avec un klystron ou une source à état solide existante, ou de faire fonctionner l'amplificateur paramétrique à une fréquence idler qui produira la bande passante maximale. La sélection de la fréquence de pompe optimale pour obtenir la bande passante maximale possible avec un amplificateur à accord unique sera traitée dans la section suivante.

3e PARTIE

Etude des circuits de l'amplificateur paramétrique

De même que le choix du varactor et de la fréquence de pompe détermine le facteur de bruit de l'amplificateur paramétrique, le choix des circuits détermine la bande passante et les caractéristiques de fonctionnement de l'amplificateur. L'équation 16 donne une expression pour le produit gain-bande passante d'un amplificateur paramétrique non dégénéré :

$$\sqrt{G_0} \cdot BW = 2 \frac{\mu}{\mu+1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{BW_1} + \frac{1}{BW_2}}$$

La bande passante est fonction du facteur de charge μ du varactor, et de la bande passante BW_1 du circuit signal chargé par le varactor, aussi bien que de la charge de l'entrée, et de la bande passante du circuit idler, BW_1, chargé par le varactor et toute autre charge idler extérieure. Bien que la bande passante du circuit de pompe ne contribue en rien à la bande passante de l'amplificateur global, une résonance de pompe large contribue grandement à la stabilité du gain de l'amplificateur paramétrique en rendant celui-ci moins sensible aux changements de fréquence et de puissance de pompe, et contribue également à faciliter le remplacement du varactor.

En plus du fonctionnement à large bande aux fréquences signal, idler et pompe, le circuit d'un amplificateur correct doit remplir les fonctions de séparation des fréquences et être capable de fournir la charge adéquate au circuit signal. Il doit être capable d'adapter effectivement la puissance de pompe au varactor sans augmenter de façon importante l'énergie

emmagasinée, et de plus, diminuer la bande passante des circuits signal ou idler. Et finalement il doit empêcher toute sortie d'énergie de l'amplificateur à une fréquence autre que celle du signal. Cette dernière nécessité n'est pas toujours évidente. La sortie de l'amplificateur d'une énergie idler représente une perte idler qui réduira les possibilités de bande passante du varactor, et augmentera le facteur de bruit de l'amplificateur. L'établissement de trois résonances de manière à n'ajouter qu'un minimum d'énergie emmagasinée dans les circuits signal et idler représente le plus grand problème de l'ingénieur.

Les procédés utilisés pour résoudre ce seul problème majeur peuvent être divisés en deux catégories. La plus évidente est l'utilisation de filtres pour obtenir la séparation des fréquences. L'autre méthode réside dans la séparation de fréquence par l'utilisation de circuits symétriques. Chacun de ces types est couramment employé pour la réalisation d'amplificateurs et chacun aura des propriétés qui le recommanderont plus que l'autre pour certaines applications.

Considérons d'abord la configuration de l'amplificateur paramétrique équilibré qui produit la séparation de fréquence par l'utilisation de la symétrie des circuits. La forme la plus pure de cette sorte de circuit, celle qui utilise quatre varactors adaptés, est montrée sur la figure 13. La puissance de pompe est appliquée en série avec les varactors provoquant un débit de courant dans la boucle des varactors.

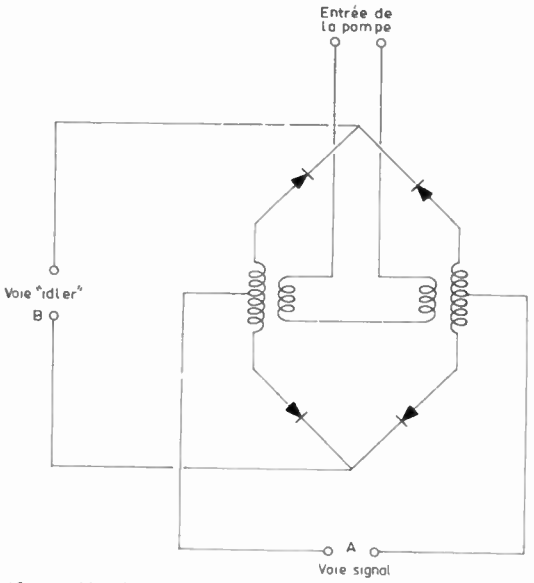


FIG. 13. — Circuit permettant la séparation complète des circuits par symétrie.

La réactance de résonance à la fréquence signal et la charge du signal sont appliquées aux bornes *A* et la réactance d'accord idler est connectée aux bornes *B* comme le montre la figure. Notons qu'une complète liberté dans le choix des fréquences signal et idler est permise par cette connexion. La fréquence idler peut être ou bien plus haute ou bien plus basse que la fréquence signal, ou être la même que la fréquence signal sans empêcher le fonctionnement en non dégénéré de l'amplificateur paramétrique. Les desavantages principaux de ce type de circuit sont que 4 varactors exactement adaptés sont nécessaires pour ce fonctionnement et l'implantation des circuits, même aux basses fréquences, ce qui est très difficile.

Le nombre de varactors peut être réduit à deux, si l'on ajoute quelques procédés simples de filtrage. Dans le circuit montré par la figure 14, les deux varactors sont connectés en série pour les fréquences de pompe et d'idler et en parallèle dans le circuit signal. La fréquence idler, dans cet amplificateur est habituellement la fréquence à laquelle les varactors sont à la self résonance. L'addition d'une inductance forme le circuit signal, comme le montre la figure.

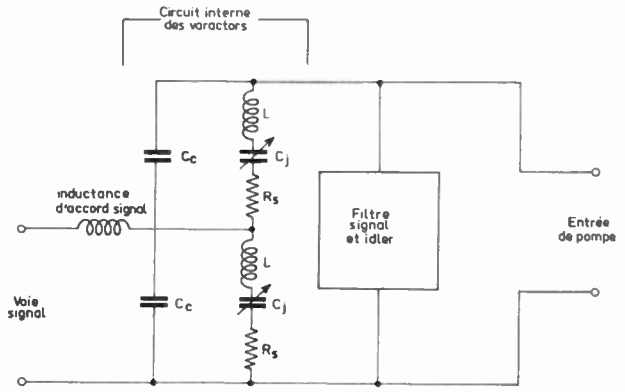


FIG. 14. — Amplificateur paramétrique équilibré utilisant deux varactors.

Dans les amplificateurs paramétriques de ce type, la séparation des fréquences idler et pompe a été réalisée par l'utilisation de la fréquence de coupure du guide de pompe. Ce type de construction est montré figure 15. Les deux varactors sont montés en série à travers le guide de pompe. La fréquence de coupure du guide

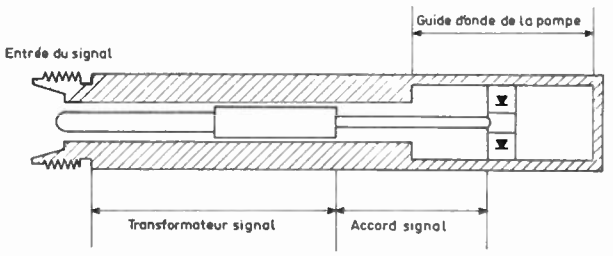


FIG. 15. — Construction d'un amplificateur paramétrique équilibré.

de pompe est choisie telle que le signal de pompe se propage mais que la fréquence idler soit inférieure à la fréquence de coupure de ce guide. Un circuit coaxial résonnant à surtension Q extrêmement faible constitue ainsi le circuit idler.

On ajoute généralement une largeur de ligne de transmission pour obtenir la résonance à la fréquence signal. Si cette ligne est connectée à un point d'équilibre à la fois pour la fréquence idler et la fréquence de pompe, aucun filtrage n'est nécessaire pour garder chacune de ces fréquences en dehors du circuit signal.

Un exemple de réalisation spécifique de ce type d'amplificateur paramétrique sera donné dans la 4e Partie.

Si l'on désire n'utiliser qu'un seul varactor dans un amplificateur paramétrique il est alors nécessaire d'employer la séparation par filtrage à l'entrée signal de l'amplificateur et à l'entrée de la pompe pour confirmer toutes les fréquences dans leurs circuits propres. Une représentation schématique de ce type d'amplificateur est montrée figure 16. L'impédance du circuit d'entrée du signal, à partir du circulateur, est d'abord transformée dans l'impédance nécessaire pour la charge convenable

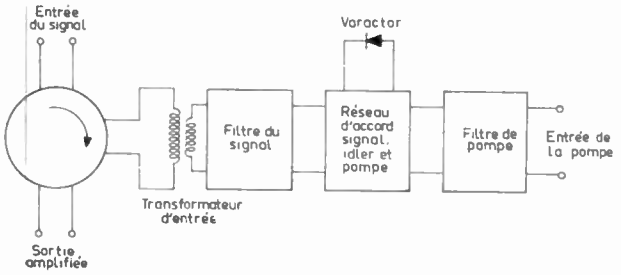


FIG. 16. — Schéma d'un amplificateur paramétrique à une seule diode.

du varactor, puis un filtre à cette impédance est introduit de façon à arrêter la fréquence idler venant du varactor. Notons que si la position du filtre et du transformateur est inversée, la fréquence idler existera dans la partie transformateur, ce qui entraînera une augmentation de l'énergie emmagasinée dans le circuit idler, et diminuera la bande passante de l'amplificateur. Une résonance idler pour le varactor est alors formée et l'amplificateur est complété par l'addition d'un filtre pour la source de pompe et une adaptation appropriée de cette pompe.

Si trois fréquences sont impliquées, l'arrangement le plus facile à réaliser et le plus généralement employé utilise un filtre passe-bas pour transmettre le signal à l'amplificateur et un filtre passe-haut pour transmettre la pompe. Un amplificateur plus spécifique peut être représenté. Si les fréquences signal entre 1 et 10 GHz, par exemple, vont dans le domaine des lignes coaxiales, le filtre d'entrée peut être conçu pour être un filtre passe- bas à impédance variable. D'autre part, la fréquence de pompe de ces amplificateurs, est généralement dans le gamme de 8 à 35 GHz dont l'utilisation est idéale en guide. La propriété de coupure du guide produit un filtre passe-haut naturel. Avec ces deux types de séparation de fréquence par filtre dans l'amplificateur, un certain nombre de modèles de circuits peuvent être réalisés.

Si l'on suppose une résonance en coaxial pour le circuit signal et une résonance sur guide pour le circuit de pompe, deux types de conception de circuits sont possibles : celui dont le circuit idler est en coaxial ou autre ligne en mode TEM, et celui dont le circuit idler est en guide. Chacun de ceux-ci sera considéré pour montrer que chacun d'eux a ses avantages pour différentes applications.

Un amplificateur ayant à la fois les résonances signal et idler sur le mode coaxial est le plus facile à analyser et à réaliser et donnera habituellement une bande passante plus grande qu'un amplificateur ayant la résonance idler sur guide. Le procédé général pour ce type d'amplificateur est de choisir une largeur et une impédance caractéristique de lignes coaxiale (ou de mode TEM) telle qu'elle résonnera avec la réactance du varactor aux fréquences idler et signal de l'amplificateur paramétrique. L'impédance d'un varactor type en fonction de la fréquence peut être donnée par :

$$Z = \frac{R + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C_0}\right)}{1 + \dfrac{C_c}{C_0} - \omega^2 L C_c + j\omega R C_c} . \qquad (24)$$

Pour obtenir une condition de résonance nous ne sommes intéressés que par la partie réactive ou imaginaire de cette équation. La figure 17 montre la réactance en fonction de la fréquence pour le varactor de type « pilule » décrit précédemment par la figure 9*b*. C'est cette réactance qui doit résonner aux deux fréquences pour former les circuits signal et idler d'un amplificateur paramétrique.

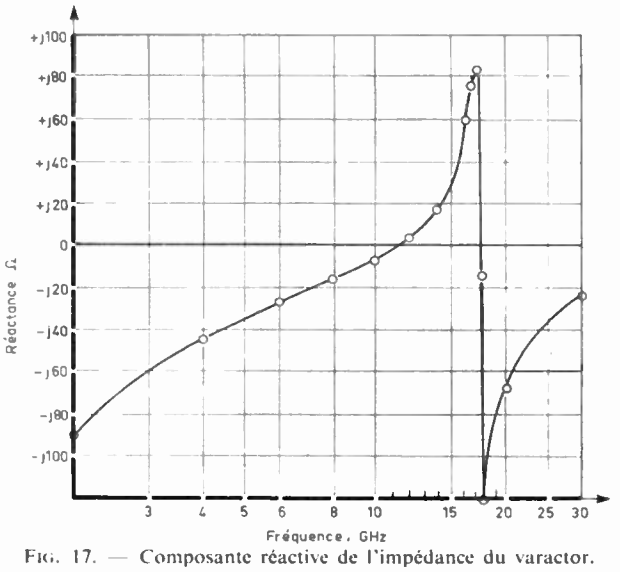


FIG. 17. — Composante réactive de l'impédance du varactor.

Heureusement, la longueur de ligne coaxiale court-circuitée, qui sert de réactance d'accord, a une grande souplesse due à sa courbe de réactance en fonction de la fréquence. Une impédance et une longueur de ligne peuvent être calculées simplement, ce qui produira les réactances de résonance nécessaires. Cette ligne sera habituellement d'une longeur inférieure à 1/4 de la longueur d'onde du signal. Une ligne de transmission de 0,526′ de longeur et de 36 Ω d'impédance caractéristique fera, par exemple, résonner le varactor ayant les caractéristiques montrées par la figure 17, à 4 GHz pour la fréquence signal et à 11,2 GHz pour la fréquence idler.

L'énergie emmagasinée dans les lignes de transmission et, de plus, la bande passante de l'amplificateur paramétrique varieront beaucoup avec différentes longeurs et impédances de lignes. Pour optimiser

la conception de l'amplificateur paramétrique et pour en estimer les performances, il est nécessaire qu'une procédure soit disponible pour la détermination précise de la bande passante des résonances signal et idler dans les lignes coaxiales, cette bande passante pouvant être calculée sans un nombre trop élevé de suppositions. La bande passante de l'amplificateur global peut être déterminée en utilisant l'expression donnée par l'équation (18). Avant que les bandes passantes des circuits individuels puissent être calculées, il faut réécrire l'expression de la réactance pour décrire le réseau à deux terminaisons qui est chargé par la résistance série du varactor. Le réseau, pour cet exemple, est montré par la figure 18. L'équation de la réactance peut alors être écrite de la façon suivante :

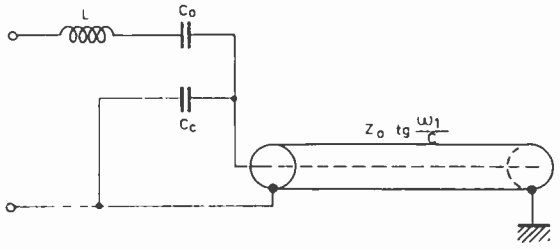


FIG. 18. — Circuit équivalent utilisé pour le calcul des bandes passantes.

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C_0} + \frac{Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}{1 - \omega C_0 Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}. \qquad (25)$$

Cette équation peut être utilisée avec l'équation 19 pour déduire la surtension Q du circuit aux fréquences signal et idler. Notons qu'il s'agit ici de la surtension Q du circuit chargé uniquement par le varactor, surtension qui sera réduite par une quelconque charge extérieure. Habituellement la résonance idler n'est pas chargée par une charge extérieure et la surtension Q, donnée par cette équation, est utilisée directement pour le calcul des bandes passantes. Cependant à la fréquence signal il y a toujours la charge d'entrée de l'amplificateur. La surtension Q calculée pour la résonance signal est alors divisée par le facteur de charge μ défini par l'équation (17). Ces deux valeurs de Q avec le facteur de charge peuvent alors être utilisées pour déterminer la bande passante de l'amplificateur paramétrique. Lorsque de larges bandes passantes sont projetées, il faut prendre garde à ce que le circulateur, le transformateur et le filtre d'entrée n'aient pas eux-mêmes pour effet de réduire la bande passante de l'amplificateur global.

Le circuit de pompe et tous les accords du circuit de pompe sont supposés être à la résonance sur guide. Il se pose, cependant, le problème d'un guide qui croise une ligne coaxiale sans affecter les résonances de cette ligne coaxiale. La discontinuité présentée par le guide peut être incluse dans l'étude de l'amplificateur paramétrique ou réduite à un effet négligeable par de nombreux moyens. Si le guide croise la ligne coaxiale dans le plan du varactor, l'inductance supplémentaire due à la discontinuité peut être considérée comme un élément de l'inductance du varactor et incluse simplement dans le calcul de la bande passante et la fréquence de résonance de l'amplificateur. Ou bien, la discontinuité causée par la guide de pompe peut être réduite à des proportions négligeables en chargeant le guide de pompe par du diélectrique pour obtenir une largeur de guide qui est approximativement la même que le diamètre de la structure coaxiale. L'impédance de la ligne coaxiale, lorsqu'elle passe à travers le guide qui la traverse, peut être évaluée comme celle d'un conducteur cylindrique central placé entre deux plaques de masse parallèles.

Une solution plus exacte pour la combinaison entre le circuit coaxial et le guide est nécessaire pour l'amplificateur paramétrique ayant la résonance idler en guide. Cette conception d'amplificateur, bien qu'elle conduise généralement à des bandes passantes plus étroites que celles obtenues avec le circuit coaxial décrit dans le paragraphe précédent, est caractérisée par la facilité de l'accord sur une assez large gamme de fréquence. La figure 19 montre un amplificateur conçu suivant ce procédé. Cet amplificateur est

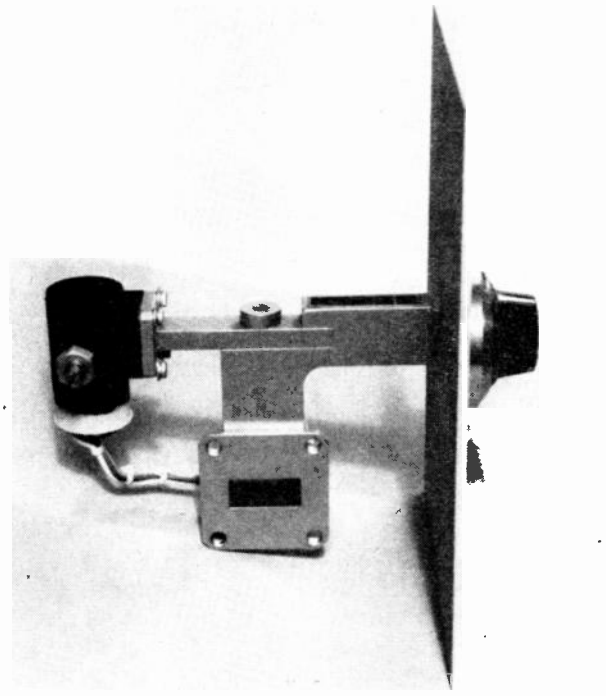


FIG. 19. — Amplificateur paramétrique à résonance « idler » sur guide d'onde.

accordable de 8,5 à 9,6 GHz uniquement par l'utilisation de l'accord idler. La bande passante de cet amplificateur est approximativement 30 MHz. Quoiqu'une entrée en guide soit représentée pour le circuit signal en bande X, il y a actuellement une transition guide-coaxial et le transformateur et le filtre d'entrée sont en circuit coaxial.

La résonance signal d'amplificateurs ayant la résonance idler sur guide est obtenue presque de la même façon que pour les amplificateurs précédem-

ment traités. Cependant, à cause du plus grand rôle joué par le guide d'onde dans ces amplificateurs, la ligne de transmission résonnante du signal est quelquefois construite dans le guide lui-même, en utilisant ce guide comme conducteur extérieur à plans parallèles pour le mode coaxial, comme le montre la figure 20*a*. Dans ce type de circuit, la résonance idler est effectuée par des réactances à la fois dans la ligne coaxiale et dans le guide d'onde. Le varactor et la longueur de guide entre le varactor et le guide, sous coupure pour l'idler comme le montre la figure 20*b*, forment une partie de la réactance en guide, et la longueur de guide entre le varactor et le court-circuit ajustable forme l'autre coupure pour la fréquence idler. Le varactor est choisi tel qu'un circuit ouvert est présenté dans son plan.

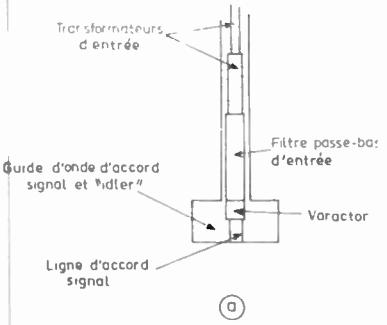
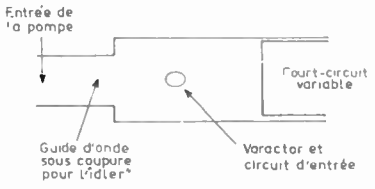


FIG. 20. — *a*) Circuit signal d'un amplificateur à résonance « idler » sur guide.



b) Vue en plan de la partie en guide.

Un court-circuit mobile est utilisé pour accorder le circuit idler. La conception doit être telle que « l'idler » soit accordé dans la bande voulue sans affecter de façon notable la valeur de la puissance de pompe apparaissant aux bornes du varactor. Ceci peut être effectué par l'un des différents procédés. Il y a une gamme de positions de l'accord pour laquelle la puissance de pompe aux bornes du varactor est essentiellement constante. La fréquence de coupure du guide peut être choisie de façon que cette gamme de positions d'accord corresponde à la gamme nécessaire pour accorder l'amplificateur sur toute la bande voulue. L'autre méthode utilise un court-circuit idler qui réduit le guide d'onde de façon que la fréquence idler soit réfléchie, mais que la fréquence de pompe puisse aller jusqu'à un second court-circuit à une position fixe. Cette seconde solution est plus complexe mais permet d'obtenir une plus grande gamme d'accord que la technique utilisant le court-circuit simple.

Si la bande passante du signal de ce type d'amplificateur est nécessairement supérieure à celle de l'idler, la fréquence d'amplification avec une fréquence de pompe fixe est à peu près complètement déterminée par la fréquence de résonance idler. En somme, l'amplificateur peut être accordé sur une gamme de fréquence à peu près égale à la bande passante du circuit-signal chargé, simplement par changement de la fréquence de la résonance idler. Lorsqu'une gamme d'accord plus grande est cherchée, il doit y avoir une forme quelconque d'accord du circuit signal. Une façon simple de procéder est d'opérer un changement de tension de la polarisation et de la puissance appliquées au varactor pour obtenir la même valeur de γQ, mais avec une valeur différente pour la capacité moyenne. L'addition de ce système d'accord, double effectivement la gamme sur laquelle peut être accordé un amplificateur. Par suite du grand nombre de fréquences présentes dans un amplificateur paramétrique, il n'est généralement pas prudent d'avoir des éléments d'accord à la fois dans les circuits signal et idler, parce que les conditions d'accord peuvent être obtenues dans le circuit signal, ce qui empêchera un pompage adéquat ou une résonance idler correcte.

Evidemment, le calcul de la bande passante d'un tel amplificateur paramétrique sera beaucoup plus difficile que dans le cas d'un amplificateur ayant les deux circuits signal et idler en coaxial. La surtension Q du circuit signal peut être calculée comme dans le cas précédent. Un nouveau circuit équivalent doit être représenté pour la résonance idler, qui contient le varactor, la contribution de la ligne coaxiale et celle des deux tronçons de guide d'onde. L'équation pour le varactor et la partie coaxiale de la ligne sera écrite comme précédemment et la contribution de la réactance du guide d'onde pourra être calculée suivant la méthode décrite par JOHNSON [10]. Des performances courantes pour des amplificateurs de ce type sont 10 à 30 MHz de bande passante en bande *S*, 20 à 50 MHz en bande *C* et 30 à 100 MHz en bande *X*.

4e PARTIE

Exemples de réalisation de circuits amplificateurs

Une compréhension claire de l'étude analytique d'un circuit amplificateur paramétrique peut être obtenue en considérant quelques exemples de réalisations représentatives. Les amplificateurs choisis pour ces études ne sont pas nécessairement les meilleurs possibles ni en largeur de bande, ni en facteur de bruit, mais ils illustrent bien le processus de réalisation d'un amplificateur paramétrique micro-ondes utilisant un circulateur.

4.1. Montage à deux varactors

L'amplificateur de construction la plus simple et ayant un bon ensemble de performances est sans aucun doute l'amplificateur paramétrique équilibré utilisant deux varactors (voir 3e Partie). Cet amplificateur possède naturellement une grande largeur de bande due à l'utilisation de la fréquence de résonance selfique du varactor comme résonance « idler ».

Les principaux désavantages de cette réalisation sont qu'elle nécessite deux varactors adaptés et deux fois plus de puissance pompe qu'un amplificateur paramétrique à un seul varactor. Une plage d'accord est possible sur ce type de montage en agissant à la fois sur la fréquence pompe et les tensions de polarisation des varactors. Bien que le sujet spécifique de cette réalisation soit un amplificateur paramétrique à 4 GHz, les mêmes techniques peuvent être aisément étendues à des études à fréquence plus haute ou plus basse.

La fréquence « idler » peut être conservée élevée (près de la fréquence optimale) pour obtenir un bon facteur de bruit et doit être égale ou très proche de la fréquence de résonance selfique du varactor pour obtenir une bonne largeur de bande. Il est cependant très important que la fréquence de résonance série du varactor soit aussi élevée que possible. Une seconde spécification est imposée par la disposition des varactors équilibrés bout à bout. Les longueurs des bornes aux extrémités de la partie céramique apparaîtra comme des longueurs de ligne de transmission joignant les deux varactors. Cette longueur de ligne en série avec le circuit « idler » du varactor qui abaissera la fréquence « idler » et détériorera à la fois les performances en bruit et la largeur de bande, devra par conséquent être aussi courte que possible. Les varactors utilisés pour cette application sont en boîtier pilule tels que ceux des séries A610 de Texas Instruments. La figure 5 montre une vue en coupe de ce boîtier. Les caractéristiques du varactor A611 seront utilisées pour le calcul du facteur de bruit, la largeur de bande et les autres paramètres de l'amplificateur.

Les caractéristiques du varactor A611 sont :

f_ω : 120 GHz minimum à -2 V de polarisation.
C_t : 0,45 à 1 pF à polarisation 0 V.
C_c : 0,27 pF.
L : 0,35 nH avec 0,150″ conducteur extérieur.
γ : 0,25 pour une polarisation de -2 V et une puissance de pompe correspondant à un courant de 5 μA dans le varactor.

Avant de calculer le γQ du varactor, la fréquence de coupure doit être corrigée en raison de l'augmentation du C_0 du varactor avec le pompage. La figure 5.2 de la réf. [1] donne les résultats calculés de l'augmentation de cette capacité. Pour une jonction abrupte et un « a » de 0,9 cette capacité est augmentée et, par conséquent, la fréquence de coupure décroît de 33 %.

$$Q = \frac{f_0}{1{,}33\, f_1} = 22{,}6$$

$$\gamma Q = 5{,}41.$$

La fréquence de pompe optimale peut maintenant être calculée à partir de l'équation (22) ou :

$$fp = f_1\sqrt{1+(\gamma Q)^2} = 22 \text{ GHz}.$$

Cela est la fréquence pompe optimale, mais les résultats de la figure 12 indiquent la latitude disponible en fréquence pompe, sans détérioration sensible du facteur de bruit de l'amplificateur.

Le varactor devra être choisi de telle sorte que sa fréquence de résonance selfique, et par conséquent la fréquence « idler », soit la plus proche possible de 18 GHz, et de toute façon supérieure à 12 GHz. Cela est encore compliqué par le fait que l'on travaille en guide, au lieu de travailler dans un coaxial de diamètre du conducteur extérieur égal à 0,150″ pour lequel l'inductance est donnée égale à 0,35 nH. L'inductance du varactor mesurée dans un guide de 0,400″ de large et 0,020″ de haut apparaît être de l'ordre de 0,5 nH. Le calcul sera fondé sur $L = 0{,}5$ nH et $C_0 = 0{,}25$ pF.

La fréquence de résonance série sera :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} = 14{,}2 \text{ GHz}.$$

Cette fréquence est suffisamment élevée pour que l'on obtienne un bon facteur de bruit mais, naturellement, il faudra prendre soin dans la réalisation des circuits de maintenir la fréquence idler à ou très près de cette fréquence. Supposant que la fréquence idler est 14,2 HGz, la fréquence de pompe sera 18,2 GHz et la fréquence de coupure du guide de pompe doit se trouver entre ces deux valeurs. Aucun standard de guide ne présente une fréquence de coupure au voisinage du centre de cette gamme, par conséquent une fréquence de coupure de 16,2 GHz correspondant à une largeur de guide de 0,365″ est choisie.

Les autres performances de l'amplificateur seront calculées en utilisant une fréquence idler de 14,2 GHz. Le facteur de charge à l'entrée peut être calculé à partir de l'équation (17) :

$$\mu = \gamma^2 Q^2 \frac{f_1}{f_2} - 1 = 7{,}26$$

et la contribution en bruit du varactor :

$$F = 1 + \left(\frac{f_1}{f_2}\right)\left(1 + \frac{1}{\mu}\right) = 1{,}46$$

soit $F = 1{,}64$ dB.

Cela est le bruit attribué au varactor. Les pertes à l'entrée et celles du circulateur, et le bruit apporté par le second étage doivent être ajoutés pour obtenir les performances globales.

Quelques aspects pratiques des circuits micro-ondes doivent être considérés dans le calcul de la résonance signal et de la largeur de bande. Les varactors, comme le montre la figure 5, ont une hauteur totale de 0,055″ ou 0,110″ pour une paire bout à bout. Une partie de l'extrémité de chacun d'eux peut être enfoncée dans la paroi du guide, mais un contact d'épaisseur approximative 0,01″ doit être inclus au centre pour le contact du circuit signal, comme le montre la figure 15. Une hauteur totale de 0,095″ est nécessaire pour le guide d'onde.

La résonance signal est créée par une longueur de ligne en série avec les varactors en parallèle (pour le circuit signal). Il est désirable que cette ligne agisse autant que possible comme une inductance localisée (0,1 λ de longueur ou moins) mais la ligne doit être réalisable mécaniquement et relativement rigide.

Un conducteur de diamètre 0,050″ représente un compromis raisonnable pour la longueur choisie (approximativement 0,5″). Avec un conducteur extérieur de diamètre 0,095″, on réalise une ligne d'impédance égale approximativement à 40 Ω.

L'impédance du varactor à 4 GHz peut être calculée à partir de l'équation (24) :

$$Z = \frac{R + j\left(L\omega - \dfrac{1}{C_0\omega}\right)}{1 + \dfrac{C_c}{C_0} - \omega^2 L C_c + j\omega R C_0}.$$

Pour le varactor utilisé, Z est égal à :

$$Z = 1{,}66 - j\,81{,}2.$$

La résistance série du varactor est modifiée par le facteur de charge, μ, pour calculer l'impédance de charge signal. Cette nouvelle impédance du varactor est :

$$Z = 12{,}4 - j\,85{,}1$$

ou, pour deux varactors en parallèle :

$$Z = 6{,}2 - j\,42{,}5.$$

Un diagramme de Smith est le moyen le plus simple de calculer la longueur de la ligne résonnante signal et la valeur de l'impédance d'entrée. Cela est montré sur la figure 21. L'impédance des diodes en parallèle normalisée à 40 Ω est :

$$Z = 0{,}156 - j\,1{,}065.$$

On fait tourner cette valeur jusqu'à $X = 0$ où :

$$Z = 0{,}072 + j\,0 \qquad \text{ou} \qquad Z = 2{,}88 + j0.$$

La longueur de ligne pour tourner de cette distance est 0,1295 γ soit 0,382″. Cette ligne est connectée à l'entrée d'un transformateur réalisant l'adaptation entre 2,88 Ω (impédance transformée des varactors) à 50 Ω (impédance d'entrée de la ligne) pour terminer l'amplificateur. YOUNG [11] a décrit une méthode permettant de déterminer la meilleure façon de réaliser un transformateur d'impédance.

Les circuits résonnants étant complètement décrits, la largeur de bande peut être calculée comme on l'avait esquissé précédemment. Le guide de pompe étant sous coupure pour la fréquence « idler », présente une impédance très basse, pratiquement un court-circuit, sur les varactors en série. La résonance « idler »

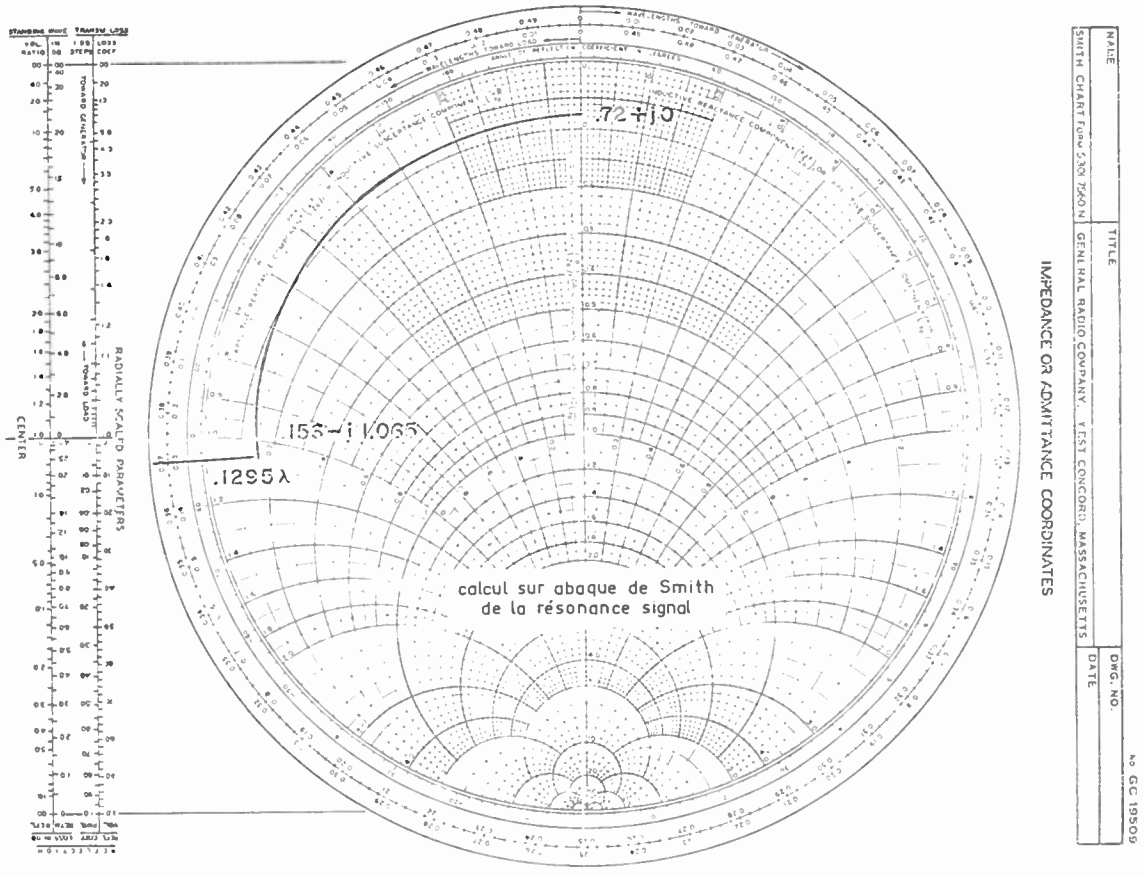


FIG. 21. — Calcul sur abaque de Smith de la résonance signal.

est alors la résonance série du varactor et le coefficient Q à la fréquence « idler » est le Q du varactor à cette fréquence ou :

$$Q = \frac{f_{C_0}}{1{,}33 \times f_2} = 6{,}36.$$

Le coefficient de surtension du circuit signal est calculé selon la méthode esquissée dans la 3 Partie pour l'amplificateur paramétrique à résonance coaxiale. Ce circuit doit être retracé comme le montre la figure 18 et une équation exprimant la réactance en fonction de la fréquence :

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} + \frac{Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}{1 - \omega C_0 Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}.$$

Le coefficient Q peut être obtenu par substitution dans l'équation (19).

$$Q = \frac{\omega}{2R} \frac{\delta X}{\delta \omega}$$

$$= \frac{1}{2R} \left[\omega L - \frac{1}{\omega C_0} + \frac{\omega C_c}{\left(\omega C_0 - \frac{1}{Z_0} \operatorname{cotg} \frac{\omega l}{C} \right)^2} \right.$$

$$\left. + \frac{\frac{\omega l}{C}}{\left(Z_0 \omega C_c \sin \frac{\omega l}{C} - \cos \frac{\omega l}{C} \right)^2} \right] = 3{,}84.$$

La largeur de bande peut être calculée en utilisant ces valeurs de Q et le facteur de charge, μ.

Pour un gain de 15 dB (rapport en puissance de 31,6) la largeur de bande est :

$$BW = \frac{2}{\sqrt{G_0}} \frac{\mu}{\mu + 1} \frac{1}{\frac{Q_1}{f_1} \cdot \frac{Q_2}{f_2}} = 222 \text{ MHz}.$$

Les amplificateurs utilisant cette disposition des circuits ont des largeurs de bande supérieures à 200 MHz en bande L, S et C. En raison de la valeur élevée du produit gain bande passante due à l'amplificateur équilibré, les réactances parasites doivent être réduites au minimum, et le taux d'ondes stationnaires du transformateur d'entrée et du circulateur doit rester faible dans toute la gamme de fréquence signal.

4.2. Montage à un seul varactor

Un ensemble de calculs semblables peut être fait pour un amplificateur à une seule diode. Ce type de montage a l'avantage d'utiliser un seul varactor, mais il nécessite l'emploi d'un filtre dans le circuit d'entrée. Une grande liberté dans le choix des circuits signal et idler est également un avantage de ce type de montage. Ces fréquences peuvent être supérieures ou inférieures à la fréquence de résonance série du varactor et, dans de bonnes conditions, on aboutit à une très bonne largeur de bande.

Pour un amplificateur de ce type, les premières nécessités consistent à choisir un varactor utilisable dans un montage en ligne coaxiale ayant une fréquence de résonance série élevée, bien que cela ne soit pas aussi important que dans le montage équilibré, cela afin d'obtenir les performances optimales.

Dans ce qui suit, l'objet de ces calculs est de réaliser un amplificateur en bande S (2,9 GHz) utilisant un varactor Texas Instruments A601. L'amplificateur est réalisé avec une fréquence pompe de 12 GHz afin d'illustrer les différents stades de la réalisation de ce type de montage relativement commun.

Le varactor choisi a un circuit équivalent semblable à celui que montre la figure 9*a*. L'inductance du varactor A601 dans un coaxial dont le diamètre du conducteur extérieur est 0,276″ est 0,7 nH et la capacité de jonction peut être sélectionnée entre 0,17 et 0,72 pF. Une valeur de 0,3 pF à polarisation zéro a été choisie pour cet amplificateur. La résistance série associée avec une fréquence de coupure de 120 GHz et la capacité de jonction est :

$$R = \frac{1}{2\pi f_{C_0} C} = 7{,}12\ \Omega.$$

Pour faciliter les calculs, une nouvelle résistance et une nouvelle capacité sont calculées pour éliminer C_B du circuit équivalent. Une valeur de R' et C' peut être calculée comme l'indiquent les équations 12 et 13

$$R' = \frac{R}{\left(1 + \frac{C_B}{C_0}\right)^2} = 2{,}75\ \Omega$$

et

$$C' = C_0 + C_B$$
$$= 1{,}33\, C_{-2} + C_B = 0{,}396 \text{ pF}.$$

Les circuits équivalents pour les résonances coaxiales signal et idler sont présentés sur la figure 18 où C' remplace C_0, avec un C_c de 0,15 pF.

Le coefficient de charge à l'entrée et le facteur de bruit de l'amplificateur peuvent être calculés à partir des fréquences et de la liste des paramètres du varactor donnés ci-dessus :

$$\gamma Q = 0{,}24 \frac{f_{C_0}}{1{,}33\, f_1} = 7{,}47$$

$$\mu = \gamma^2 Q^2 \frac{f_1}{f_2} - 1 = 16{,}8.$$

Et le bruit dû au varactor est :

$$F = \left(1 + \frac{f_1}{f_2}\right)\left(1 + \frac{1}{\mu}\right) = 1{,}40$$

ou $F = 1{,}46$ dB.

Il faut déterminer la longueur de ligne provoquant la résonance du varactor à deux fréquences spécifiées, une solution simultanée sera obtenue à partir de l'équation (25). La condition de résonance sera obtenue pour les fréquences qui rendent approximativement $X = 0$:

$$X_{in} = \omega L - \frac{1}{\omega C_0} + \frac{Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}{1 - \omega C_2 Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C}}$$

Quand $X_{in} = 0$, cette relation devient :

$$Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega l}{C} = \frac{\frac{1}{\omega C_0} - \omega L}{1 + \frac{C_2}{C_0} - \omega^2 L C_2}.$$

La réactance de boîtier peut être calculée aux deux fréquences choisies.

A la fréquence signal f_1 :

$$Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega_1 l}{C} = \frac{\frac{1}{\omega_1 C_0} - \omega_1 L}{1 + \frac{C_2}{C_0} - \omega_1^2 L C_2} = 91{,}5.$$

A la fréquence « idler » f_2 :

$$Z_0 \operatorname{tg} \frac{\omega_2 l}{C} = \frac{\frac{1}{\omega_2 C_0} - \omega_2 L}{1 + \frac{C_2}{C_0} - \omega_2^2 L C_2} = 3{,}13$$

ou

$$\frac{\operatorname{tg} \frac{\omega_1 l}{C}}{\operatorname{tg} \frac{\omega_2 l}{C}} = 29{,}2.$$

Par solution graphique, la première racine est :

$$\frac{\omega_1 l}{C} = 1{,}020 \qquad \operatorname{tg} \frac{\omega_1 l}{C} = 1{,}625$$

$$\frac{\omega_2 l}{C} = 3{,}20 \qquad \operatorname{tg} \frac{\omega_2 l}{C} = 0{,}0567.$$

La longueur de ligne est alors 0,1622 λ, ou 0,661″. Par substitution, on peut calculer l'impédance qui est égale à 56,2 Ω.

Pour trouver la largeur de bande et le coefficient de surtension de chacun des circuits, l'expression de la réactance est différentiée par rapport à la fréquence et substituée dans l'équation (19) :

$$Q = \frac{1}{2R}\left[\omega L + \frac{1}{\omega C_0} + \frac{\omega C_2}{\left(\omega C_2 - \frac{1}{Z_0} \operatorname{cotg} \frac{\omega l}{C}\right)^2} + \frac{\frac{\omega l}{C}}{Z_0 \left(\omega C_2 \sin \frac{\omega l}{C} - \frac{1}{Z_0} \cos \frac{\omega l}{C}\right)^2}\right]$$

En résolvant cette équatipn par rapport à la fréquence signal, il vient :

$$Q_1 = \frac{281}{R}$$

et à la fréquence « idler »

$$Q_2 = \frac{186{,}6}{R}.$$

La valeur de R dans l'équation permettant de déterminer Q_2 est le R' calculé précédemment. Dans l'équation donnant Q_1, R' est multipliée par $(1+\mu)$. La multiplication peut être réalisée ainsi seulement si $(\mu+1)R$ est petit comparé à $1/C_0$.

Pour un gain de 15 dB, la largeur de bande est égale à :

$$BW = \frac{2}{\sqrt{G_0}} \cdot \frac{2}{\mu+1} \cdot \frac{1}{\frac{Q_1}{f_1} + \frac{Q_2}{f_2}} = 44{,}5 \text{ MHz}.$$

Les amplificateurs paramétriques réalisés selon ce principe ont des bandes passantes très voisines de cette valeur calculée.

Le projet d'amplificateur peut être terminé maintenant en fixant l'impédance d'entrée à une valeur approximativement égale à μ fois la partie réelle de l'impédance du varactor à la fréquence signal, soit 25,5 Ω, et en réalisant un filtre passe-bas et un transformateur pour ramener cette impédance. Le filtre passe-bas destiné à faire coupure entre la fréquence signal et la fréquence « idler » peut être réalisé en utilisant le procédé esquissé par COHN dans un article dont la référence est [12]. L'amplificateur et le circuit « idler » sont représentés sur la figure 22. La puissance pompe peut être fournie par l'une des méthodes citées dans la 3e Partie.

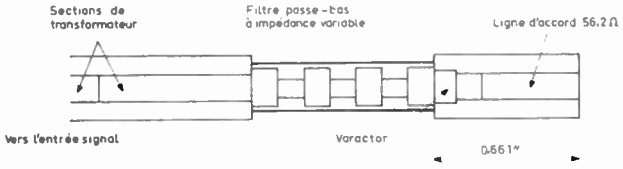


FIG. 22. — Circuits signal et idler de l'amplificateur paramétrique en bande S.

Avec une représentation mathématique de la largeur de bande de l'amplificateur et de son facteur de bruit, les circuits de l'amplificateur peuvent être optimisés en utilisant un calculateur numérique pour déterminer n'importe quelles combinaisons de ces quantités que les qualités du varactor permettent d'obtenir.

Une extension de cette méthode générale permettrait d'optimiser les caractéristiques du varactor (jonction et boîtier) pour un amplificateur ayant un facteur de bruit et une largeur de bande donnés. Plus simplement le calculateur peut aider à choisir le meilleur varactor possible pour une étude donnée.

L'auteur tient à remercier M. P.E. HARWELL de son aide pour l'analyse de la largeur de bande d'un amplificateur.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BLACKWELL L.A. and KOTZEBUE K.L. — Semiconductor Diode Parametric Amplifier, Prentice-Hall, Engelwood Cliffs, New Jersey, 1961.

[2] KNETCHLI R.C. and WEGLEIN R.D. — Low-Noise Parametric Amplifier, *Proc. IRE*, vol. 48, pp. 1218-1226, July, 1960.

[3] GREENE J.C. and SARD E.W. — Optimum Noise and Gain-Bandwidth Performance for a Practical One-port Parametric Amplifier, *Proc. IRE*, vol. 48, pp. 1583-1590, September, 1960.

[4] KUROKAWA K. and UENOHARA M. — Minimum Noise Figure of the Variable-Capacitance Amplifier, *B.S.T.J.*, vol. 41, pp. 695-722, May, 1961.

[5] BAKANOWSKI, A.E., CRANNA N.G. and UHLIR A. Jr — Diffused Silicon Non linear Capacitors, *IRE Trans. on E.D.*, vol. ED-6, pp. 384-390, October, 1959.

[6] IGLESIAS D.E. — Diaphragm Contact for Mesa Diodes, Bell Telephone Labs, Murray Hill, New Jersey, Sixth Interim Report, Microwave Solid State Devices, Contract. DA 36-039 SC-73224, pp. 19-23, August, 1958.

[7] SEIGEL K. — Comparative Figures of Merit for Available Varactor Diodes, *Proc. IRE*, vol. 49, pp. 809-810, April 1961

[8] LOMBARDO P.P. and SARD E.W. — Low-Noise Microwave Reactance Amplifiers with Large Gain-Bandwidth Products, Wescon Convention Record, Pt. 1, pp. 83-98, 1959.

[9] PENFIELD P. Jr., and RAFUSE R.P. — Varactor Applications *M.I.T. Press*, Cambridge, Massachusetts, 1962.

[10] JOHNSON K.M. — Broad-Band Cavity-Type Parametric Amplifier Design, *IRE Trans. on MTT*, vol. MIT-9, pp. 187-194, March, 1961.

[11] Radio Research Staff, Harvard University, Very High Frequency Techniques, McGraw-Hill, New York, 1947.

[12] YOUNG L. — Stepped-Impedance Transformer and Filter Prototypes, *IRE Trans. on MIT*, vol. MTT-10, pp. 339-359, September, 1962.

CALCUL DU BRUIT DANS UN AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE par une méthode classique approchée, JUSTIFICATION DE LA MÉTHODE par les fonctions aléatoires

PAR

Y. AYANT et R. CHICAULT

Société Alsacienne de Constructions Atomiques, de Télécommunications et d'Electronique
Laboratoire de Physique Générale, Faculté des Sciences,
Université de Grenoble

PREMIÈRE PARTIE

CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT D'UN AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE NON DÉGÉNÉRÉ DONT LE CIRCUIT IMAGE EST MONORÉSONNANT

1.1. Méthode classique simplifiée

Cette méthode est basée sur l'hypothèse que chacun des circuits de l'amplificateur est muni d'un filtre supposé parfait, ne laissant passer sans atténuation que les courants de pulsation ω_1 et ω_2. Dans ces conditions, le circuit image est fondamentalement différent d'un simple circuit accordé. Le schéma d'ensemble est représenté en figure 1.

Nous supposons qu'un circulateur est utilisé. Par la suite, nous assimilerons donc la charge à R_g. Les deux circuits sont accordés respectivement sur les pulsations ω_1 et ω_2 (où à des pulsations très voisines) telle que $\omega_1+\omega_2 = \Omega$, pulsation de modulation de la capacité. Les forces électromotrices (f.é.m.) de bruit en série dans chaque circuit seront e_1 pour le circuit de signal et e_2 pour le circuit image. La matrice d'admittance de la capacité $C(t)$ étant définie comme suit :

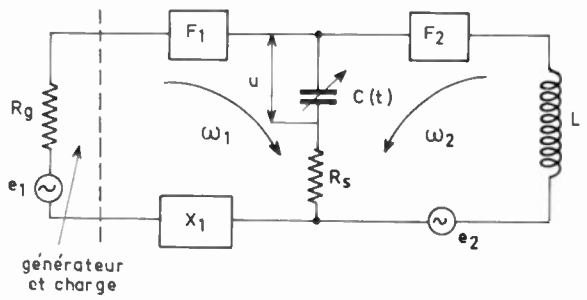


FIG. 1. — Circuit image avec filtre

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ u_2^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2^* \end{vmatrix}$$

Une relation analogue lie les f.é.m., e_1 et e_2 à i_1 et i_2. On trouve, en inversant la matrice obtenue :

$$i_1 = \frac{e_1 - \dfrac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}e_2^*}{Z_{11}+Z_{T1}-\dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}}$$

Z_{T1} est l'impédance totale du circuit de signal, excepté $C(t)$,

Z_{T2} est l'impédance totale du circuit image, excepté $C(t)$.

L'expression du facteur de bruit peut être déduite de la définition :

$$F = \frac{\left(\dfrac{S}{B}\right)_{entree}}{\left(\dfrac{S}{B}\right)_{sortie}} = \frac{B_{sortie}}{B_{entree}} \times \frac{1}{G}$$

S et B désignant des puissances. Le gain de l'amplificateur est :

$$G = \frac{4R_g^2}{\left|Z_{11}+Z_{T1}-\dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2} .$$

Nous écrirons :

$$F = \frac{R_g \overline{i_1^2}}{kT_0 \Delta F \times G}$$

mais comme e_1 et e_2 sont des fonctions aléatoires non corrélées : $\overline{e_1 e^*_2} = 0$:

$$F = \frac{\overline{e_1^2} + \left|\dfrac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2 \overline{e_2^{*2}}}{4R_g k T_0 \Delta f} .$$

La quantité $\dfrac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}e_2^*$ est la tension « induite » dans le circuit de signal aux bornes de $C(t)$ par e_2. Mais cette expression n'est valable que si i_2 est le seul courant existant dans le circuit image, c'est-à-dire tant que le filtre F_2 est parfait.

Le transfert de puissance du circuit image au circuit de signal est proportionnel à :

$$\frac{J_u(\omega_1)}{J_e(\omega_2)} = \left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2 .$$

En explicitant $\overline{e_1^2}$ et $\overline{e_2^2}$:

$$\overline{e_1^2} = 4k(T_0 R_g + T_d R_S)\Delta f$$

$$\overline{e_2^2} = 4k T_d R_S \Delta f$$

T_d est la température de la diode, T_0 celle de la source de signal. On trouve l'expression classique :

$$F = 1 + \frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0} + \left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2 \frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0} .$$

Si le circuit image est à la résonance :

$$\left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2 = \frac{\mathcal{R}}{R_{T2}}\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{\mathcal{R}}{R_S}\frac{\omega_1}{\omega_2} .$$

$\mathcal{R}$: module de la résistance négative dans le circuit de signal.

Le facteur de bruit a pour valeur (1) :

$$F = 1 + \frac{R_S}{R_b}\frac{T_d}{T_0} + \frac{\mathcal{R}}{R_g}\frac{T_d}{T_0}\frac{\omega_1}{\omega_2} ;$$

Plus généralement, on peut exprimer le facteur de bruit par :

$$F = 1 + \frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0} + \frac{J_u(\omega_1)}{J_e(\omega_2)}\frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0} .$$

1.2. Méthode classique améliorée

Un cas pratique important d'amplificateur paramétrique à diode est celui dans lequel le circuit image est constitué par la jonction proprement dite et son boîtier. Le choix des paramètres, capacités et self, permet d'obtenir une résonance propre à la pulsation image ω_2. Dans ce cas, il n'est pas possible de mettre un filtre entre la source principale de bruit « blanc », soit R_S et le circuit résonnant image. Dans ces conditions, il nous a paru intéressant de poursuivre l'analyse en considérant dans ce circuit une source de bruit $(e_1)_t$ de pulsation ω_1 en plus de la source e_2 déjà considérée précédemment. Bien que le circuit soit fortement désaccordé à la pulsation ω_1, un courant de bruit, si faible soit-il, donnera une contribution directe, sans changement de fréquence, à la tension u_1 aux bornes de la capacité modulée. Ce terme de bruit supplémentaire apparaît comme une amélioration au premier ordre du modèle classique dans lequel le filtre F_2 supposé parfait n'existe pas réellement.

Lorsqu'une résonance propre de la diode est utilisée pour constituer le circuit image, il n'est généralement pas possible d'obtenir une autre résonance propre à la pulsation de signal choisie. Une réactance d'accord extérieure est nécessaire. Nous supposerons l'existence d'un filtre F_1 dans le circuit de signal. Son rôle est de rendre le circuit image quasi-indépendant.

Le circuit d'amplificateur paramétrique précédent doit être modifié (fig. 2) pour le calcul du facteur de bruit. Le circulateur n'est pas représenté, mais nous assimilerons la résistance d'utilisation R_u à R_g.

(1) D'après L.A. BLACKWELL et K.L. KOTZEBUE : « Semiconductor-Diode parametric Amplifiers ».

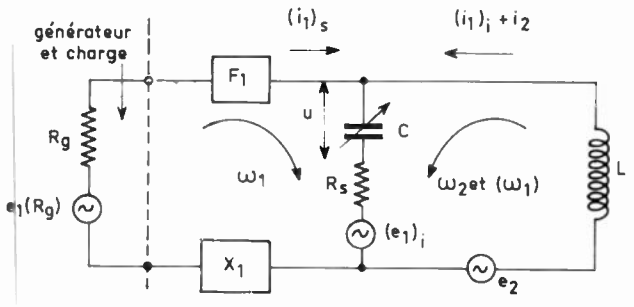


FIG. 2. — Circuit image sans filtre.

Avec les notations déjà utilisées, la loi d'ohm écrite dans le circuit de signal, à la pulsation ω_1, s'exprime par :

$$e_1 = e_1(R_g)+(e_1)_t = u_1 + R_S[(i_1)_s+(i_1)_t] + (Z_{T1}-R_S)(i_1)_s$$

Dans le circuit image, si $(Z_{T1})_t$ est l'impédance de boucle à ω_1, sauf la contribution de $C(t)$:

$$(e_1)_t = u_1 + R_S[(i_1)_s+(i_1)_t]+[(Z_{T1})_t - R_S](i_1)_t$$

A la pulsation ω_2, nous avons :

$$e_2^* = u_2^* + Z_{T2}^* i_2^*$$

Comme nous avons une relation matricielle entre les u et les i donnée par les caractéristiques de $C(t)$, soit :

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ u_2^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} (i_1)_s+(i_1)_t \\ i_2^* \end{vmatrix}$$

Nous écrirons les trois relations précédentes sous forme matricielle : $|e> = |Z|\ |i>$

$$\begin{vmatrix} e_1 \\ (e_1)_t \\ e_2^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{11}+Z_{T1} & Z_{11}+R_S & Z_{12} \\ Z_{11}+R_S & Z_{11}+(Z_{T1})_t & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{21} & Z_{22}+Z_{T2}^* \end{vmatrix} \begin{vmatrix} (i_1)_s \\ (i_1)_t \\ i_2^* \end{vmatrix}$$

Pour déterminer le facteur de bruit, nous calculerons la puissance de bruit dissipée dans $R_g = R_u$. Nous allons exprimer d'abord $(i_1)_s$ en inversant la matrice Z :

$$\begin{vmatrix} (i_1)_s \\ (i_1)_t \\ i_2^* \end{vmatrix} = |Z^{-1}| \begin{vmatrix} e_1 \\ (e_1)_t \\ e_2^* \end{vmatrix} \quad \text{soit : } |i> = |Z^{-1}|\ \ |e>$$

Seule, la première ligne de Z^{-1} nous intéresse :

$$Z^{-1} = \frac{Z_{22}+Z_{T2}^*}{\text{dét } Z} \cdot \begin{vmatrix} Z_{11}+(Z_{T_1})_t - \dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*} & -(Z_{11}+R_s)+\dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*} & \dfrac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}[R_S-(Z_{T_1})_t] \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{vmatrix}$$

En posant les quantités a, b, c :

$$a = Z_{11}+(Z_{T1})_t - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}$$

$$b = -(Z_{11}+R_S)+\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}$$

$$c = \frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T2}^*}[R_S-(Z_{T1})_t] \ ,$$

il vient :

$$(i_1)_s = \frac{ae_1+b(e_1)_t+ce_2^*}{\dfrac{\text{dét } Z}{Z_{22}+Z_{T2}^*}}$$

Le facteur de bruit est, d'une manière générale :

$$F = \frac{\left(\dfrac{S}{B}\right)_{entree}}{\left(\dfrac{S}{B}\right)_{sortie}} = \frac{B_{sortie}}{B_{entree}\times Gain}$$

$$B_{sortie} = R_g.\ \overline{(i_1)_s^2}$$

$B_{entree} \times G =$ Puissance de bruit fournie à la charge si la seule source de bruit de l'amplificateur était celle du générateur, $e_1(R_g)$.

Nous écrirons :

$$B_{entree}\times G = R_g.\ \overline{(i_1)_s^2[e_1(R_g)]}$$

$$F = \frac{\overline{(i_1)_s^2}}{\overline{(i_1)_s^2[e_1(R_g)]}}$$

Pour le calcul de $\overline{(i_1)_s^2}$, nous devons tenir compte d'une corrélation entre e_1 et $(e_1)_t$, la résistance R_S étant commune aux deux circuits. On voit que :

$$\overline{(e_1)_t e_1} = \overline{(e_1)_t[(e_1)_t+e_1(R_g)]} = \overline{(e_1)_t^2}$$

$e_1(R_g)$ étant une f.é.m. aléatoire non corrélée avec $(e_1)_t$. Il en résulte que :

$$\overline{(i_1)_s^2} = \frac{|a|^2\overline{e_1^2}+2|a|\ |b|\overline{(e_1)_t^2}+|b|^2\overline{(e_1)_t^2}+|c|^2\overline{e_2^{2*}}}{\left|\dfrac{\text{dét } Z}{Z_{22}+Z_{T2}^*}\right|^2}$$

et :

$$(i_1)_s^2\,\overline{[e_1(R_g)]} = \frac{|a|^2\,\overline{e_1^2(R_g)}}{\left|\dfrac{\text{dét } Z}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}\right|^2}$$

Supposant le générateur à la température T_0 et la résistance de la diode à la température T_d, nous avons :

$$\overline{e_1^2(R_g)} = 4kT_0R_g\Delta f$$

$$\overline{(e_1)_i^2} = \overline{e_2^{*2}} = 4kT_dR_s\Delta f$$

$$\overline{e_1^2} = \overline{[(e_1)_i+e_1(R_g)]^2} = \overline{(e_1)_i^2}+\overline{e_1^2(R_g)} = 4k(T_0R_g+T_dR_s)\Delta f.$$

Le facteur de bruit est alors :

$$F = \frac{|a|^2\,\overline{e_1^2}+[2|a|\,|b|+|b|^2+|c|^2]\,\overline{e_2^{*2}}}{|a|^2\,\overline{e_1^2(R_g)}}$$

$$F = 1+\frac{R_s}{R_g}\frac{T_d}{T_0}+\frac{2|a|\,|b|+|b|^2+|c|^2}{|a|^2}\frac{R_s}{R_g}\frac{T_d}{T_0}.$$

Par analogie avec le cas simple précédent, il est possible de décrire le transfert de puissance par le coefficient :

$$\frac{J_u(\omega_1)}{J_e} = \frac{2|a|\,|b|+|b|^2+|c|^2}{|a|^2}.$$

Le résultat de la méthode simplifiée peut être obtenu en ajoutant un filtre F_2, ce qui revient à dire que $(Z_{T1})_i$ devient infini.

1.3. Calculs numériques appliqués à l'amplificateur paramétrique

Dans le but d'apprécier la différence des deux méthodes précédentes, nous allons calculer numériquement le facteur de bruit en fixant les paramètres des circuits à des valeurs courantes en pratique.

La capacité modulée $C(t)$ est définie par :

$$\begin{cases} C_0 = 0{,}1615\text{ pF} \\ \gamma_1 = C_1/C_0 = 0{,}2 \\ \Omega/2\pi = 1{,}7\cdot10^{10}\text{ Hz} \end{cases}$$

Nous prendrons : $\begin{cases} L = 8\cdot10^{-10}\text{ H} \\ R_S = 10\ \Omega \end{cases}$

La fréquence de signal sera choisie à :

$$\omega_1/2\pi = 3\cdot10^9\text{ Hz}$$

donc :

$$\omega_2/2\pi = 1{,}4\cdot10^{10}\text{ Hz}$$

Nous avons calculé, par ailleurs, la matrice d'impédance de $C(t)$ dans le cas de i_1 et $i_2 \neq 0$, tous les autres courants étant supposés nuls :

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dfrac{1-\gamma_1^2}{jC_0\omega_1(1-3\gamma_1^2)} & \dfrac{\gamma_1}{jC_0\omega_2(1-3\gamma_1^2)} \\ \dfrac{-\gamma_1}{jC_0\omega_1(1-3\gamma_1^2)} & \dfrac{-(1-2\gamma_1^2)}{jC_0\omega_2(1-3\gamma_1^2)(1-\gamma_1^2)} \end{vmatrix}$$

Remarque : Il n'a pas été utilisé de développement limité en fonction de γ_1 ; aussi les expressions sont-elles valables quel que soit $\gamma_1 < 0{,}5$.

Dans la figure 2, X_1 a été choisi pour accorder le circuit de signal, soit :

$$I_m\left(Z_{11}+Z_{T_1}-\frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}\right) = 0.$$

Le gain a été choisi de 20 dB, ce qui détermine R_g :

$$R_g = 94{,}45\ \Omega\text{ (voir § 1)}$$

1.3.1. *Méthode simplifiée*

$$\left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}\right|^2 = 1{,}83$$

$$F = 1+\frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0}+\left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}\right|^2\frac{R_S}{R_g}\frac{T_d}{T_0}.$$

Si $T_d = T_0$: $F = 1{,}106+0{,}194 = 1{,}3$ (1,14 dB)

La température de bruit effective de l'amplificateur est :

$$T_{\text{eff}_1} = (F-1)T_0 = \frac{R_S}{R_g}T_d\left\{1+\left|\frac{Z_{12}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*}\right|^2\right\}.$$

Pour $T_d = 290$ °K, $T_{\text{eff}_1} = 87$ °K.

1.3.2. *Méthode améliorée*

$$\frac{J_u(\omega_1)}{J_e} = \frac{2|a|\,|b|+|b|^2+|c|^2}{|a|^2} = 3{,}202$$

$$F = 1{,}106+0{,}339 = 1{,}445\ (1{,}6\text{ dB})$$

Pour $T_d = 290$ °K,

$$T_{\text{eff}_2} = \frac{R_S}{R_g}T_d\left\{1+\frac{J_u(\omega_1)}{J_e}\right\} = 129\text{ °K}.$$

1.3.3. *Comparaison des températures de bruit effectives calculées en prenant la méthode améliorée comme méthode de référence*

Ecart absolu : $T_{\text{eff}_1}-T_{\text{eff}_2} = -42$ °K.

Ecart relatif : $\dfrac{T_{\text{eff}_1}-T_{\text{eff}_2}}{T_{\text{eff}_2}} = -0{,}325.$

Remarques : Les résultats des calculs numériques comparés nous suggèrent les deux questions suivantes :

1° Le fait de ne pas considérer un circuit accordé comme un filtre parfait nous a conduit à envisager une source de bruit $(e_1)_t$ dans le circuit image. Cependant, nous avons négligé une infinité d'autres sources de bruit à d'autres fréquences. Dans quelle mesure est-il légitime de négliger ces autres sources ?

2° Le transfert de la puissance de bruit du circuit image au circuit de signal implique, en général, une conversion de fréquence. Est-il légitime de considérer des f.é.m. de bruit qui sont des fonctions aléatoires, comme des grandeurs sinusoïdales, et de leur appliquer le même formalisme ?

Pour essayer de répondre à ces questions, nous avons pensé qu'il serait utile d'approfondir l'étude d'un circuit simple, suggéré par le circuit image de l'amplificateur paramétrique. C'est ce qui va être exposé dans la deuxième partie.

DEUXIÈME PARTIE

CALCUL DU BRUIT DANS LE CAS D'UN CIRCUIT PARAMÉTRIQUE SIMPLE MÉTHODE DE LA DENSITÉ SPECTRALE

2.1. Position du problème

Dans le circuit représenté en figure 3, la capacité est modulée périodiquement, c'est donc une fonction périodique du temps. Or, la résistance R est une source primaire de bruit, c'est-à-dire qu'elle possède une f.é.m. de bruit $e(t)$ qui est une fonction aléatoire (*F.A.*) du temps, stationnaire, gaussienne et à spectre pratiquement blanc, ce qui signifie que la densité spectrale $J_e(\omega)$ est indépendante de ω dans les domaines de pulsations qui nous intéressent.

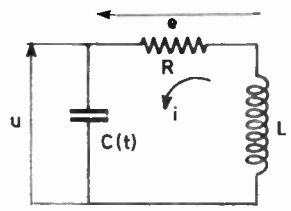


FIG. 3.

Dans un circuit où C ne serait pas modulée, les autres quantités qui interviennent, comme, par exemple, la différence de potentiel (d.d.p.) u aux bornes de la capacité elle-même, sont obtenues à partir de $e(t)$ par l'action d'opérateurs filtres :

$$u(t) = \alpha\, e(t)$$

α étant un certain opérateur linéaire commutant avec $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$ (c'est-à-dire ayant mêmes fonctions propres). Le résultat est que u est encore une fonction aléatoire (*F.A.*) stationnaire, gaussienne, mais la densité spectrale (*D.S.*) n'est plus « blanche ». Introduisons une fonction de ω, définie par :

$$\alpha\, e^{j\omega t} = a(\omega)\, e^{j\omega t}$$

(car le fait que α commute avec $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$ revient à dire que $\exp(j\omega t)$ est fonction propre de α). On trouve la relation suivante entre les *D.S.* de $e(t)$ et de $u(t)$:

$$J_u(\omega) = |a(\omega)|^2\, J_e(\omega)$$

Par rapport à cette situation simple, le problème actuel se caractérise ainsi : on a toujours correspondance linéaire entre u et e, on peut toujours définir un opérateur linéaire, mais il cesse de commuter avec $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$, la conséquence essentielle en est que u cesse d'être une *F.A.* stationnaire (notons qu'elle reste gaussienne).

2.2. Définition d'une densité spectrale pour les fonctions aléatoires non stationnaires

Soit $x(t)$ une fonction aléatoire du temps (fig. 4).

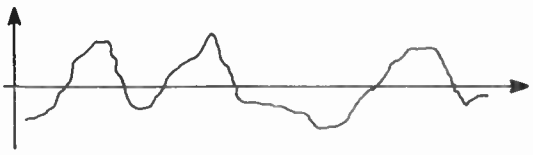


FIG. 4.

On prend un intervalle de temps très grand, de 0 à T. Soit une réalisation de :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_n\, e^{j\omega_n t} \qquad \text{où } \omega_n = \frac{2\pi n}{T}.$$

Les ξ_n forment un système de variables aléatoires :

$$\int_0^T |x(t)|^2\, \mathrm{d}t = T\,\overline{|x(t)|^2}^t$$

où $\overline{|x(t)|^2}^t$ est le symbole d'une moyenne temporelle effectuée sur une réalisation de la *F.A.* Il est possible de faire une moyenne statistique sur le résultat obtenu ; si la *F.A.* est ergodique, ce qui est certainement le cas dans le problème posé, la moyenne statistique est superfétatoire car il n'y aura pas dispersion statistique de la moyenne temporelle effectuée sur diverses réalisations :

$$\overline{T\,|x(t)|^2}^t = \sum_{nm} \int_0^T \mathrm{d}t\, \xi_n^*\, \xi_m\, e^{j(\omega_m - \omega_n)t}$$

$$\overline{\overline{T\,|x(t)|^2}^{t}}^{m.st} = \sum_{nm} \int_0^T \mathrm{d}t\, \overline{\xi_n^* \xi_m}^{m.st} e^{j(\omega_m-\omega_n)t} = T \sum_n \overline{|\xi_n|^2}^{m.st}$$

$$\overline{\overline{|x(t)|^2}^{t}}^{m.st} = \sum_n \overline{|\xi_n|^2}^{m.st}$$

$$\overline{\overline{|x(t)|^2}^{t}}^{t} = \sum_n \overline{|\xi_n|^2}^{m.st} \quad \text{si } x(t) \text{ est ergodique.}$$

On va pouvoir donner une définition de la densité spectrale d'une *F.A.* non stationnaire.

On considère les $\omega_n : \omega < \omega_n < \omega + \mathrm{d}\omega$, il y en a $\mathrm{d}N$ tels que :

$$\mathrm{d}\omega = \frac{2n\,\mathrm{d}N}{T} :$$

$$\lim_{\substack{T\to\infty \\ n\to\infty}} \frac{T}{2\pi} \overline{|\xi_n|^2} = J(\omega)$$

$J(\omega)$ ainsi défini serait la bonne densité spectrale si $x(t)$ était une *F.A.* stationnaire : il est légitime de la considérer comme la densité spectrale d'une *F.A.* dans le cas non stationnaire.

2.3. Calcul de la densité spectrale de la différence de potentiel u

q étant la charge de la capacité, on a :

$$e(t) = \left(L\frac{d^2}{\mathrm{d}t^2} + R\frac{d}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\right) q(t)$$

$$u(t) = \frac{1}{C}\, q(t).$$

En subsistant ceci dans la précédente, on a :

$$(t\,e) = L(\dot{C}u + 2\dot{C}\dot{u} + C\ddot{u}) + R(\dot{C}u + C\dot{u}) + u$$

Ecrivant la loi de la capacité sous la forme :

$$C(t) = C_0 + 2C_1 \cos \Omega t,$$

u est donnée par l'équation différentielle :

$$\begin{aligned} e(t) &= LC_0\ddot{u} + RC_0\dot{u} + u \\ &\quad + (-2LC_1\Omega^2 u + 2LC_1\ddot{u} + 2RC_1\dot{u}) \cos \Omega t \\ &\quad + (-4LC_1\Omega\dot{u} - 2\Omega RC_1 u) \sin \Omega t. \end{aligned}$$

On peut mettre $e(t)$ sous la forme :

$$e(t) = (\alpha + 2\beta \cos \Omega t + 2\gamma \sin \Omega t)\cdot u(t)$$

α, β, γ étant des opérateurs commutant avec $\mathrm{d}/\mathrm{d}t$,

$$\alpha = LC_0\frac{d^2}{\mathrm{d}t^2} + RC_0\frac{d}{\mathrm{d}t} + 1$$

$$2\beta = 2LC_1\frac{d^2}{\mathrm{d}t^2} + 2RC_1\frac{d}{\mathrm{d}t} - 2LC_1\Omega^2$$

$$2\gamma = -4LC_1\Omega\frac{d}{\mathrm{d}t} - 2RC_1\Omega.$$

En introduisant les fonctions $a(\omega)$, $b(\omega)$, $c(\omega)$:

$$\begin{aligned} a(\omega) &= -LC_0\omega^2 + RC_0 i\omega + 1 & \alpha e^{j\omega t} &= a(\omega)e^{j\omega t} \\ b(\omega) &= C_1(-L\omega^2 + Rj\omega - L\Omega^2) & \beta e^{j\omega t} &= b(\omega)e^{j\omega t} \\ c(\omega) &= -C_1\Omega(2Lj\omega + R) & \gamma e^{j\omega t} &= c(\omega)e^{j\omega t} \end{aligned}$$

Aux bornes de la résistance :

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_n e^{j\omega_n t}$$

et à celles du condensateur :

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \eta_n e^{j\omega_n t}.$$

Reprenant l'expression antérieure de $e(t)$ fonction de α, β, γ, et utilisant les valeurs propres de ces opérateurs, nous obtenons :

$$\begin{aligned} e(t) = \sum_n \xi_n e^{j\omega_n t} &= \sum_n \eta_n a(\omega_n) e^{j\omega_n t} \\ &\quad + \sum_n (e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t})\eta_n b(\omega_n) e^{j\omega_n t} \\ &\quad + \frac{1}{j}\sum_n (e^{j\Omega t} - e^{-j\Omega t})\eta_n c(\omega_n) e^{j\omega_n t}. \end{aligned}$$

En posant :

$$\omega_n = \frac{2\pi n}{T} \qquad \text{et} \qquad \Omega = \frac{2\pi N}{T}$$

où N et T sont très grands,

$$\begin{aligned} \sum_n \xi_n e^{\frac{j2\pi nt}{T}} &= \sum_n \eta_n a(\omega_n) e^{\frac{j2\pi nt}{T}} \\ &\quad + \sum_n \eta_{n-N} b(\omega_{n-N}) e^{\frac{j2\pi nt}{T}} \\ &\quad + \sum_n \eta_{n+N} b(\omega_{n+N}) e^{\frac{j2\pi nt}{T}} \\ &\quad + \frac{1}{i}\left[\sum_n \eta_{n-N} C(\omega_{n-N}) e^{\frac{j2\pi nt}{T}}\right. \\ &\qquad \left. - \sum_n \eta_{n+N} C(\omega_{n+N}) e^{\frac{j2\pi nt}{T}}\right]. \end{aligned}$$

Identifions :

$$\begin{aligned} \xi_n = a(\omega_n)\eta_n &+ [b(\omega_{n-N}) - jC(\omega_{n-N})]\,\eta_{n-N} \\ &+ [b(\omega_{n+N}) + jC(\omega_{n+N})]\,\eta_{n+N}. \end{aligned}$$

Les ξ définissant $e(t)$, *F.A.* stationnaire à spectre blanc de densité spectrale J_e :

$$\overline{\xi_n^* \xi_{n'}} = \delta_{nn'} \frac{2\pi}{T} J_e$$

$$|\xi> = A|\eta> \qquad |\eta> = A^{-1}|\xi>$$

$$\eta_m = \sum_n (A^{-1})_{mn} \xi_n$$

$$|\eta_m|^2 = \overline{\eta_m \eta_m^*} = \sum_{nn'} (A^{-1})_{mn} [(A^{-1})_{mn'}]^* \overline{\xi_n \xi_{n'}^*}$$

$$\frac{2\pi}{T} J_u(\omega_m) = \sum_n (A^{-1})_{mn} [(A^{-1})_{mn}]^* \frac{2\pi}{T} J_e$$

$$J_u(\omega_m) = \sum_n (A^{-1})_{mn} [(A^{-1})_{mn}]^* J_e$$

$$J_u(\omega_m) = \sum_n |(A^{-1})_{mn}|^2 J_e.$$

2.4. Calcul des éléments de matrice

Explicitons les éléments de la matrice A définie ci-dessus par :

$$|\xi> = A|\eta>$$

Nous écrivons un ω_n quelconque : $\omega_n = \omega_0 + p\Omega$ où p est entier $<$, $=$ ou > 0. En effet, la matrice A ne connecte que des composantes de pulsations égales modulo Ω comme on peut le voir dans l'expression de ξ_n. Désignant par $A_{p,p}$ le terme diagonale générale de A,

$$A_{p,p} = a(\omega_n) = 1 - LC_0(\omega_0 + p\Omega)^2 + jRC_0(\omega_0 + p\Omega)$$

Les termes non diagonaux étant $A_{p,p-1}$ et $A_{p,p+1}$:

$$\begin{aligned} A_{p,p-1} &= b(\omega_{n-N}) - jC(\omega_{n-N}) \\ &= -LC_1[\omega_0 + (p-1)\Omega]^2 + jRC_1[\omega_0 + (p-1)\Omega] \\ &\quad - LC_1\Omega^2 - 2LC_1[\omega_0 + (p-1)\Omega]\Omega + jRC_1\Omega \\ &= -LC_1(\omega_0 + p\Omega)^2 + jRC_1(\omega_0 + p\Omega) \end{aligned}$$

De même, $A_{p,p+1} = b(\omega_{n+N}) + jC(\omega_{n+N})$

On trouve : $A_{p,p+1} = A_{p,p-1}$

Appelons γ_1 le paramètre de modulation : $\gamma_1 = C_1/C_0$. Entre les éléments diagonaux et non diagonaux, nous avons la relation suivante :

$$A_{p,p-1} = \gamma_1 (A_{p,p-1})$$

Pour trouver la densité spectrale de la tension u aux bornes de C, nous devons d'abord déterminer les éléments de la matrice A, infinie dans les deux sens, puis calculer la matrice inverse ou, tout au moins, autant de ses lignes que l'on voudra obtenir de composantes de $J_u(\omega)$.

TROISIÈME PARTIE

JUSTIFICATION DU CALCUL RÉALISÉ A PARTIR DE LA MATRICE D'ADMITTANCE D'UNE CAPACITÉ MODULÉE

Dans le circuit de la figure 5, identique à celui du précédent chapitre, la capacité $C(t)$ est la même fonction périodique du temps :

$$C(t) = C_0 + 2C_1 \cos \Omega t$$

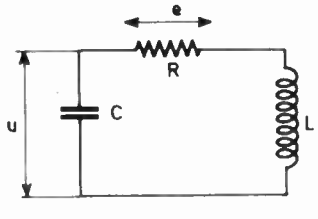


FIG. 5.

Faisant les mêmes hypothèses, nous cherchons, comme précédemment, la densité spectrale de u à une pulsation particulière ω_1. Le courant i dans le circuit est, en valeur instantanée :

$$i = \frac{d}{dt}[C(t)u(t)] = \left[\frac{d}{dt}C(t)\right] u(t) + C(t)\frac{d}{dt}u(t).$$

Nous supposerons d'abord que u est sinusoïdale, de fréquence $\omega/2\pi$; il apparaît dans i des termes en ω, en $\Omega+\omega$ et $\Omega-\omega$. Dans le circuit, le courant i sera la superposition d'une infinité de composantes sinusoïdales ω modulo Ω. Ecrivons que l'une d'elles a pour pulsation $\pm\omega_1$:

$$n\Omega \pm \omega = \pm \omega_1$$

Nous ne nous intéresserons qu'aux valeurs positives de ω que nous désignerons par :

$$\omega_n = n\Omega \mp \omega_1$$

Pour traiter le problème, nous devrions tenir compte d'une infinité de composantes de pulsations ω_n, présentes dans le circuit. Nous nous proposons de réaliser le calcul de manière classique ; nous allons donc essayer de limiter le nombre des ω_n en donnant des précisions supplémentaires sur le circuit étudié et en faisant les remarques suivantes :

1° Le circuit est accordé sur la pulsation $\Omega-\omega_1$ que nous appellerons ω_2, lorsque $\gamma_1 = 0$.

Soit : $LC_0\omega_2^2 = 1$.

2° Si $X = L\omega - 1/C_0\omega$, on obtient :

$$\frac{X(\omega_n)}{X(\omega_1)} = \frac{LC_0\omega_n^2 - 1}{LC_0\omega_1^2 - 1} \times \frac{\omega_1}{\omega_n}.$$

Ce rapport tend vers $k\omega_n$ pour $\omega_n \gg \omega_2$ où $k = \text{Cte}$.

Pour limiter le nombre des ω_n, nous prenons arbitrairement comme critère que si $|X(\omega_n)|/|X(\omega_1)| > 10$, les courants correspondants $i(\omega_n)$ sont tenus pour négligeables par rapport à $i(\omega_1)$ et, a fortiori, par rapport à $i(\omega_2)$. Pour les applications numériques où : $0{,}805 < \omega_1/\omega_2 < 1{,}309$, quel que soit Ω, on trouve que pour $n \geqslant 3$, la condition $|X(\omega_n)|/|X(\omega_1)| > 10$ est satisfaite. Pour ω_1/ω_2 non compris entre les deux limites ci-dessus, il faudrait déterminer n minimal.

3° Nous nous limitons au cas où les courants peuvent être négligés pour $n \geqslant 3$. Quand ils ne sont pas négligeables, ils interviennent comme une correction dans l'expression de $u(\omega_1) = u_1$ tant que $C_1 \ll C_0$ (voir la matrice d'admittance ci-après).

L'approximation faite en ne prenant que $n < 3$ est donc de négliger une perturbation du deuxième ordre. Finalement, nous retenons pour ce calcul les courants suivants :

i_1 de pulsation ω_1
i_2 » $\omega_2 = \Omega - \omega_1$
i_3 » $\omega_3 = \Omega + \omega_1$
i_4 » $\omega_4 = 2\Omega - \omega_1$
i_5 » $\omega_5 = 2\Omega + \omega_1$

Nous allons utiliser la matrice d'admittance donnée par BLACKWELL et KOTZEBUE [1] dans le cas de fonctions sinusoïdales pour exprimer les i en fonction des u aux bornes de $C(t)$:

$$\begin{vmatrix} i_1 \\ i_2^* \\ i_3 \\ i_4^* \\ i_5 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} jC_0\omega_1 & jC_1\omega_1 & jC_1\omega_1 & 0 & 0 \\ -jC_1\omega_2 & -jC_0\omega_2 & 0 & -jC_1\omega_2 & 0 \\ jC_1\omega_3 & 0 & jC_0\omega_3 & 0 & jC_1\omega_3 \\ 0 & -jC_1\omega_4 & 0 & -jC_0\omega_4 & 0 \\ 0 & 0 & jC_1\omega_5 & 0 & jC_0\omega_5 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2^* \\ u_3 \\ u_4^* \\ u_5 \end{vmatrix}.$$

Remarquons que, dans cette écriture, les i et u contiennent les amplitudes et les phases respectives. Sous forme condensée, nous écrirons :

$$|i> = |\mathcal{A}| \quad |u>$$

Ecrivons la loi d'Ohm pour le circuit étudié, à chacune des fréquences :

$$\begin{aligned} e_1 - u_1 &= (R + jL\omega_1)\, i_1 \\ e_2^* - u_2^* &= (R - jL\omega_2)\, i_2^* \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned}$$

La partie située à droite est simplement le produit de deux matrices $|D|$ et $|i>$.

Soit :

$$D = \begin{matrix} R+jL\omega_1 & & & & \\ & R-jL\omega_2 & & & \\ & & R+jL\omega_3 & & \\ & & & R-jL\omega_4 & \\ & & & & R+jL\omega_5 \end{matrix}$$

nous aurons : $|e> = D|i> + |u>$

$$|e> = |D \times \mathcal{A} + 1| \quad |u> = |B| \quad |u>$$

On trouve la matrice B ci-après :

$$|B| = \begin{vmatrix} (R+jL\omega_1)jC_0\omega_1 + 1 & (R+jL\omega_1)jC_1\omega_1 & (R+jL\omega_1)jC_1\omega_1 & 0 & 0 \\ (R-jL\omega_2)(-jC_1\omega_2) & (R-jL\omega_2)(-jC_0\omega_2) + 1 & 0 & (R-jL\omega_2)(-jC_1\omega_2) & 0 \\ (R+jL\omega_3)(jC_1\omega_3) & 0 & (R+jL\omega_3)(jC_0\omega_3) + 1 & 0 & (R+jL\omega_3)(jC_1\omega_3) \\ 0 & (R-jL\omega_4)(-jC_1\omega_4) & 0 & (R-jL\omega_4)(-jC_0\omega_4) + 1 & 0 \\ 0 & 0 & (R+jL\omega_5)(jC_1\omega_5) & 0 & (R+jL\omega_5)(jC_0\omega_5) + 1 \end{vmatrix}$$

Nous obtiendrons : $|u> = [B]^{-1}|e> = |\alpha| \quad |e>$

Comme on ne s'intéresse qu'à la composante u_1 de pulsation ω_1, seule la première ligne de la matrice $|B|^{-1}$ sera nécessaire. u_1 sera une combinaison linéaire des e_1, e^*_2...

Essayons maintenant de justifier ce calcul quand e est une f.é.m. de bruit blanche. $e(\omega)$ et $u(\omega)$ ne sont plus des grandeurs sinusoïdales. La f.é.m. $e(t)$ qui est une fonction aléatoire stationnaire peut se décomposer en série de Fourier :

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n e^{j\omega_n t}$$

où $a_n = a^*_{-n} = |a_n|\, e^{j\phi_n}$.

La composante de Fourier pour une fréquence ω_n peut être écrite :

$$e_n = a_n e^{j\omega_n t} + a_{-n} e^{-j\omega_n t}$$

$$e_n = 2\,|a_n| \cos(\omega_n t + \phi_n)$$

$|a_n|$ et ϕ_n sont deux variables aléatoires stochastiquement indépendantes. Les composantes de Fourier qui nous intéressent seront :

$$e_1 = 2\,|a_1|\,e^{j\phi_1}; \qquad e_2^* = 2\,|a_2|\,e^{-j\phi_2}, \text{ etc.}$$

Car, en valeur instantanée, nous avons :

$$e_1\,e^{j\omega_1 t} = 2\,|a_1|\,e^{j(\omega_1 t+\phi_1)}.$$

Etant entendu que seule la partie réelle doit être considérée, la densité spectrale de u à ω_1 sera proportionnelle à :

$$<u_1^2> = |\alpha_{11}e_1+\alpha_{12}e_2^*+\alpha_{13}e_3+\alpha_{14}e_4^*+\alpha_{15}e_5|^2$$

où les α_{ij} sont les éléments de matrice de $|B|^{-1}$. La barre signifie qu'on fait la moyenne temporelle.

Comme les phases ϕ_j sont non corrélées, les produits croisés e_1e_2, etc., sont nuls.

$$\overline{|a_1|\,|a_2|\,e^{j(\phi_1-\phi_2)}} = \overline{|a_1|\,e^{j\phi_1}} \times \overline{|a_2|\,e^{-j\phi_2}} = 0.$$

On obtient :

$$<u_1^2> = |\alpha_{11}|^2\,\overline{e_1^2} + |\alpha_{12}|^2\,\overline{e_2^{*2}} + \ldots$$

mais :

$$\overline{e_1^2} = \overline{e_2^2} = \overline{e_2^{*2}} = \ldots = \overline{e_i^2}$$

$$<u_1^2> = (|\alpha_{11}|^2 + |\alpha_{12}|^2 + \ldots + |\alpha_{15}|^2)\,\overline{e^2}.$$

Examinons la matrice $|B|$ qui permet de passer des composantes de u aux composantes de e. Chaque ligne est composée de trois éléments :

$$e_1 = \beta_{1,-1}\,u^*(\Omega-\omega_1) + \beta_{1,0}\,u(\omega_1) + \beta_{1,1}\,u(\omega_1+\Omega)$$

$$e_2^* = \beta_{2,-1}^*\,u(\Omega-\omega_2) + \beta_{2,0}^*\,u^*(\omega_2) + \beta_{2,1}^*\,u^*(\omega_2+\Omega)$$

Toutes les pulsations ω_i considérées jusqu'ici sont positives. Mais on pourrait se passer de cette condition en remarquant que $u(\omega) = u^*(-\omega)$:

$$e_1 = \beta_{1,-1}\,u(\omega_1-\Omega) + \beta_{1,0}\,u(\omega_1) + \beta_{1,1}\,u(\omega_1+\Omega)$$

$$e_2 = \beta_{2,-1}\,u(\omega_2-\Omega) + \beta_{2,0}\,u(\omega_2) + \beta_{2,1}\,u(\omega_2+\Omega)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$e_i = \beta_{i,-1}\,u(\omega_i-\Omega) + \beta_{i,0}\,u(\omega_i) + \beta_{i,1}\,u(\omega_i+\Omega)$$

Les éléments de la matrice B sont, pour la ligne i :

$$\beta_{i,-1} = \beta_{i,1} = -LC_1\omega_i^2 + jRC_1\omega_i$$

$$\beta_{i,0} = 1 - LC_0\omega_i^2 + jRC_0\omega_i$$

3.1. Comparaison des deux méthodes

Comparons maintenant les éléments de la matrice B avec ceux de la matrice A de la méthode précédente. Nous avions $|\xi> = A|\eta>$. Les ξ définissant la force électromotrice e et les η définissant la tension u. Nous voyons que les éléments diagonaux des deux matrices sont identiques, soit $A_{p,p} = \beta_{i,0}$. Le développement des éléments non diagonaux en fonction de R, L, C_0, C_1 et $(\omega_0+p\Omega)$ montre aussi que :

$$A_{p,p-1} = A_{p,p+1} = \beta_{i,-1} = \beta_{i,1}.$$

La dernière méthode qui utilise au départ une matrice d'admittance d'ordre 5 nous permet d'identifier partiellement les termes de B aux termes généraux de A (centraux seulement) de la méthode I. Il est évident que, partant d'une matrice d'admittance d'ordre de plus en plus élevé, l'identification à la méthode I serait de plus en plus parfaite. Si nous considérons cette méthode comme rigoureuse, il en résulte, après comparaison des éléments de matrice, que la méthode II l'est aussi dans son principe.

A priori, cependant, il était malgré tout permis de douter de la méthode II utilisant au départ une matrice d'admittance élaborée pour l'étude des amplificateurs paramétriques. Cette matrice a été établie dans le cas où les grandeurs intéressantes sont purement sinusoïdales. Le passage à des grandeurs fluctuantes a été fait en dernier lieu, en conservant, le plus tard possible, l'information de phase de chaque composante. Au contraire, dans la méthode I, on considère, dès le départ, les grandeurs comme des fonctions aléatoires, ergodiques, mais non stationnaires, ce qui est physiquement beaucoup plus réaliste et mathématiquement plus rigoureux.

QUATRIÈME PARTIE

CALCULS NUMÉRIQUES APPLIQUÉS AU CIRCUIT SIMPLE

Il nous a paru intéressant d'étudier la densité spectrale J_u en fonction des principaux paramètres du circuit. Il était indispensable, avant d'entreprendre ce calcul, de savoir si une matrice finie permettait de représenter mathématiquement le problème avec une précision élevée. Dans cet esprit, des essais de convergence des résultats ont été réalisés en fonction de l'ordre de la matrice A utilisée. Pour $\gamma_1 = 0{,}48$, une matrice d'ordre 41 et une matrice d'ordre 31 donnent des résultats convergents à mieux que 10^{-3}. Cet écart relatif descend à 10^{-5} lorsque $\gamma_1 = 0{,}45$. Les calculs faits avec une matrice d'ordre 31 donnent

des résultats valables tant que $\gamma_1 < 0{,}48$. Mais une matrice d'ordre 11 suffit dans la majorité des cas, si $\gamma_1 \leqslant 0{,}4$.

4.1. Etude de J_u en fonction de γ_1 (fig. 6 et 7)

La fonction $J_u(\omega_1)$ passe par un maximum, puis décroît rapidement. On pourrait s'attendre, a priori, à un accroissement monotone de $J_u(\omega_1)$ quand γ_1 augmente. Il est probable que le circuit est de plus en plus désaccordé au fur et à mesure que γ_1 croît. Cette hypothèse est renforcée par l'étude des variations de J_u en fonction de la self L.

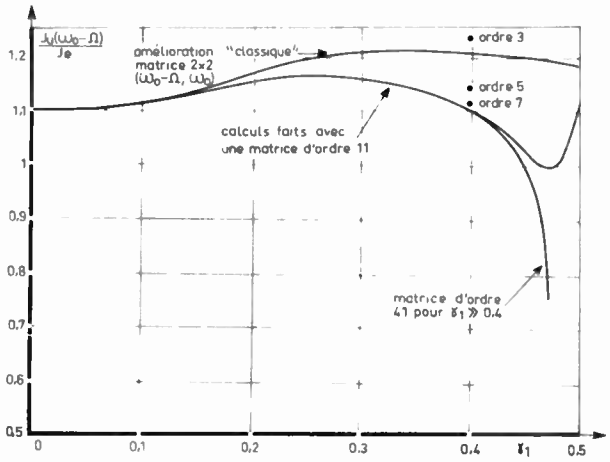


FIG. 6. — Densité spectrale $J_u(\omega_0-\Omega)$ en fonction du demi-taux de modulation de la capacité.
Paramètres utilisés pour les calculs :
$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $L = 8 \cdot 10^{-10}$ H ; $R = 4\ \Omega$;
$\omega_0 = 2\pi \cdot 1{,}4 \cdot 10^{10}$ r/s ; $\Omega = 2\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^{10}$ r/s.

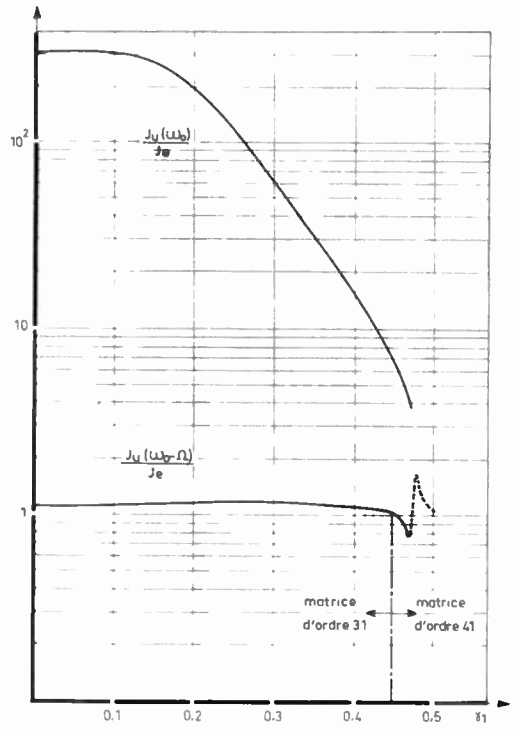


FIG. 7. — Densités spectrales J_u comparées en fonction de γ_1.
Mêmes paramètres que ceux de la figure 6.

Dans le cas de l'amélioration « classique » (deux fréquences seulement), l'expression de la densité spectrale s'exprime en fonction des impédances définies dans la première partie, soit :

$$\frac{J_u(\omega_1)}{J_e} = \frac{\left| Z_{11} - \dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*} \right|^2 + \left| \dfrac{Z_{12}Z_{T_1}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*} \right|^2}{\left| Z_{11} + Z_{T_1} - \dfrac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_{T_2}^*} \right|^2}$$

Cette expression a été utilisée pour l'étude en fonction du paramètre γ_1 seulement.

4.2. Etude de J_u en fonction de la self L (fig. 8)

La variation de $J_u(\omega_0-\Omega)$ est très semblable à une courbe de résonance. On note un déplacement du maximum qui ne correspond plus à $LC_0(\omega_0-\Omega)^2 = 1$,

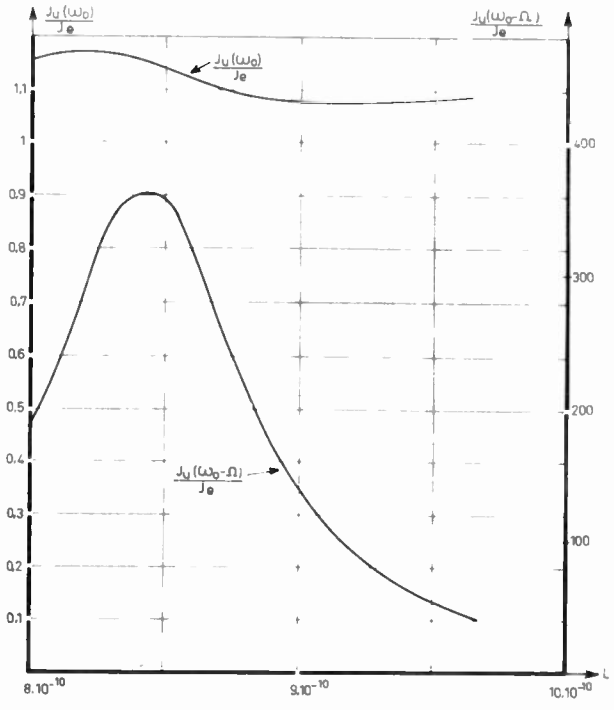


FIG. 8. — Densités spectrales J_u en fonction de la self L.
Paramètres utilisés pour les calculs :
$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $\gamma_1 = 0{,}2$; $R = 4\ \Omega$; $\Omega = 2\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^{10}$ r/s ;
$\omega_0 = 2\pi \cdot 0{,}3 \cdot 10^{10}$ r/s ; matrice d'ordre 11.

mais à $L_{max}C_{moy}(\omega_0-\Omega)^2 = 1$, où $L_{max}/L \simeq 1{,}052$, donc : $C_{moy}/C_0 = 1/1{,}052$. L'amélioration classique qui consiste à utiliser une matrice d'ordre $2(\omega_0-\Omega, \omega_0)$ permet de calculer $C_{moy}/C_0 = 1/1{,}089$.

On remarque que la valeur du maximum de : $J_u(\omega_0-\Omega)/J_e \simeq 363$ (où $\gamma_1 = 0{,}2$) est nettement plus grande que la valeur $J_u(\omega_0)/J_e \simeq 310$ pour $\gamma_1 = 0$, de la figure 7.

(Noter que : $|(\omega_0-\Omega)|$ fig.8 $= \omega_0$ fig. 7).

La courbe qui représente $J_u(\omega_0)/J_e$ présente, elle aussi, un maximum ($\# 1{,}17$) pour $L \simeq 8{,}22 \cdot 10^{-10}$ H et un minimum très flou pour $L \simeq 9{,}2 \cdot 10^{-10}$ H.

4.3. Etude de J_u en fonction de la pulsation de modulation Ω (fig. 9)

On observe un maximum très marqué de $J_u(\omega_0-\Omega)$ au voisinage de $\Omega/\omega_0 = \Omega/\Omega-\omega_0 = 2$ (mode de fonctionnement des amplificateurs paramétriques dégénérés). On note une dissymétrie très marquée de part et d'autre du maximum. Dans la même région, la densité spectrale $J_u(\omega_0)$ subit des variations très brutales (successivement un maximum et un minimum).

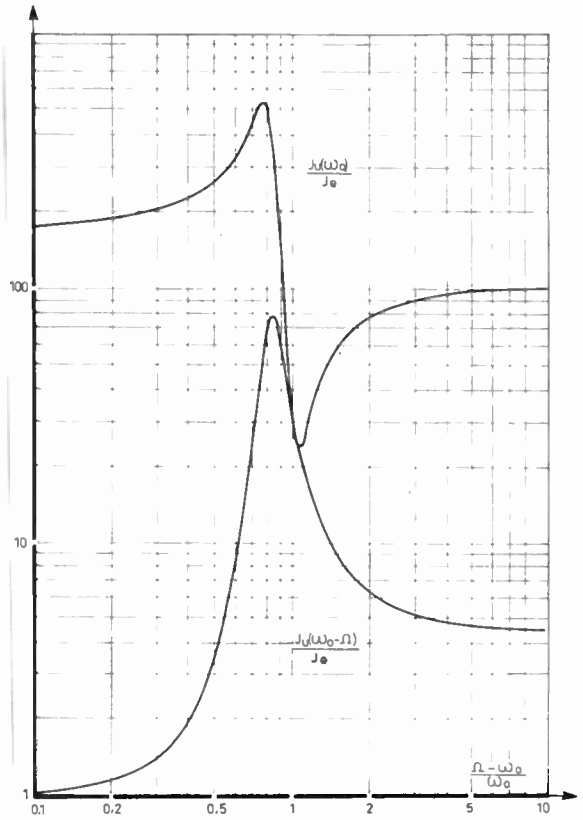


Fig. 9. — Densités spectrales J_u en fonction de la pulsation de modulation Ω.
Paramètres utilisés pour les calculs :
$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $L = 8 \cdot 10^{-10}$ H ; $\gamma_1 = 0{,}2$; $R = 4\ \Omega$;
$\omega_0 = 2\pi \cdot 1{,}4 \cdot 10^{10} = \dfrac{1}{\sqrt{LC_0}}$.
Ordre de la matrice utilisée pour les calculs : 31.

4.4. Etude de J_u en fonction de la résistance R (fig. 10)

L'amortissement du circuit semble être la cause d'une diminution monotone de J_u. Cependant, la loi de décroissance est très différente de celle du coefficient de surtension.

4.5. Etude de la précision des résultats en fonction de l'ordre de la matrice (fig. 11 et 12)

Pour de faibles valeurs de $\gamma_1 (< 0{,}2)$, il apparaît que la convergence des calculs est obtenue avec une matrice d'ordre 3 à environ 1 % près pour $J_u(\omega_1)$. Pour des valeurs de γ_1 plus élevées, cette conver-

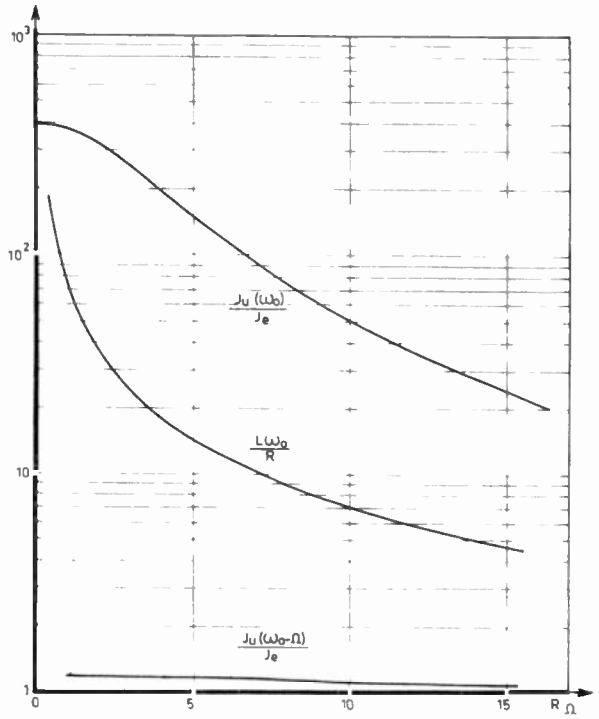


Fig. 10. — Coefficient de surtension et densités spectrales comparées en fonction de la résistance R.
Paramètres utilisés pour les calculs :
$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $L = 8 \cdot 10^{-10}$ H ; $\gamma_1 = 0{,}2$;
$\Omega = 2\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^{10}$ r/s ; $\omega_0 = 2\pi \cdot 1{,}4 \cdot 10^{10}$ r/s ;
matrice d'ordre 21.

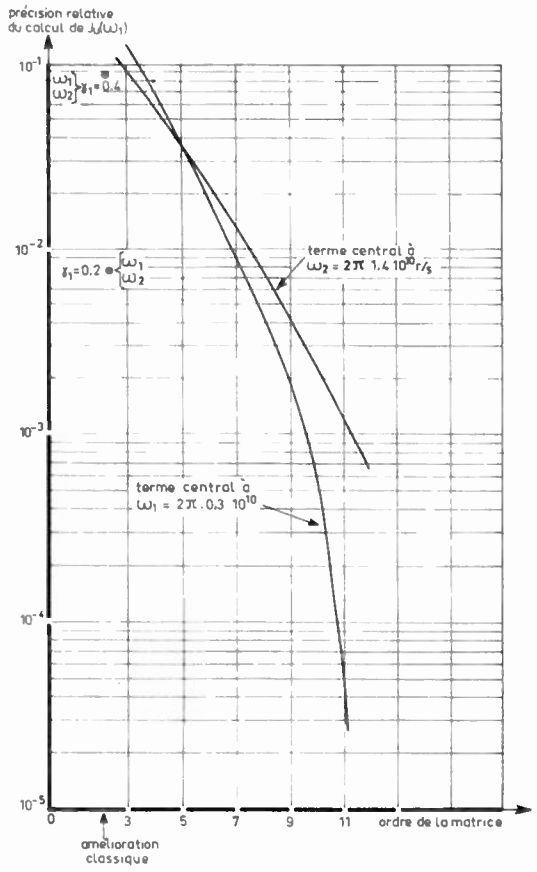


Fig. 11. — Précision du calcul de J_u (ω_1) en valeur relative pour $\gamma_1 = 0{,}4$ en fonction de l'ordre de la matrice.
Paramètres utilisés pour les calculs :
$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $L = 8 \cdot 10^{-10}$ H ; $\gamma_1 = 0{,}4$; $R = 4\ \Omega$;
$\Omega = 2\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^{10}$ r/s $= \omega_1 + \omega_2$; $\omega_0 = \omega_1$ ou ω_2.

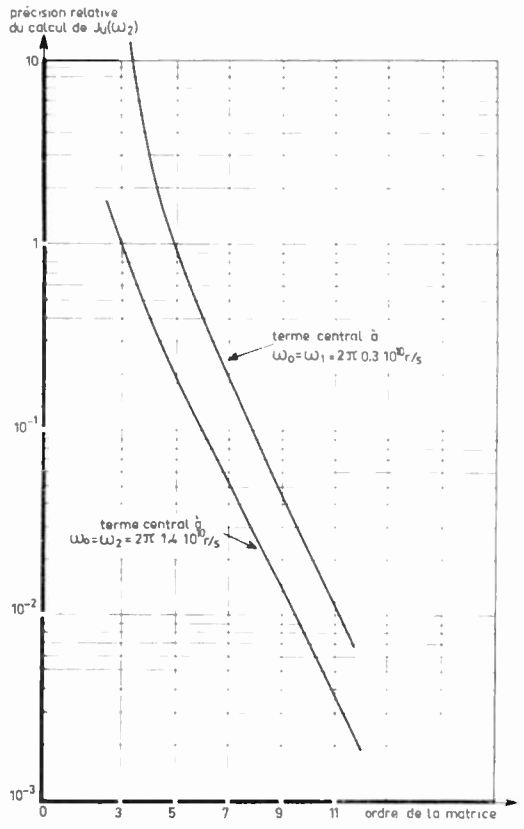


FIG. 12. — Précision du calcul de J_u (ω_2) en valeur relative pour $\gamma_1 = 0{,}4$ en fonction de l'ordre de la matrice.

Paramètres utilisés pour les calculs :

$C_0 = 0{,}1615 \cdot 10^{-12}$ F ; $L = 8 \cdot 10^{-10}$ H ; $\gamma_1 = 0{,}4$; $R = 4\ \Omega$; $\Omega = 2\pi \cdot 1{,}7 \cdot 10^{10}$ r/s $= \omega_1 + \omega_2$; $\omega_0 = \omega_1$ ou ω_2.

gence est moins facile à obtenir. En particulier, pour $\gamma_1 = 0{,}4$, $J_u(\omega_1)$ est calculé à mieux de 1 % à condition de prendre une matrice d'ordre 9 ; $J_u(\omega_2)$ est calculé à 1 % près avec une matrice d'ordre 11.

On remarque que, selon le choix de la pulsation $\omega_0(\omega_1$ ou $\omega_2)$, la précision obtenue est différente dans le calcul de J_u. Si on prend $\omega_0 = \omega_1$, $J_u(\omega_1)$ a la précision maximale pour une matrice d'ordre donné, alors que $J_u(\omega_2)$ a la précision minimale, et vice-versa, dans le cas $\omega_0 = \omega_2$.

CINQUIÈME PARTIE

CONCLUSION

Nous avons fait les calculs numériques d'une part, dans le cas général d'une matrice pseudo-infinie et, d'autre part, en nous limitant à une matrice 2×2, c'est-à-dire en négligeant tous les courants autres que i_1 et i_2 (méthode II).

Le calcul numérique a été fait en fonction des paramètres γ_1, L, $\Omega - \omega_0/\omega_0$ et R dans le cas d'une matrice pseudo-infinie et en fonction de γ_1 seulement dans le cas d'une matrice d'ordre 2.

En fonction de γ_1, on observe un écart relatif des résultats obtenus avec ces deux matrices, lequel augmente de façon monotone. Cet écart, nul pour $\gamma_1 = 0$, est d'environ 1 % pour $\gamma_1 = 0{,}2$. Il devient très élevé au fur et à mesure que γ_1 tend vers 0,5.

Dans le but de s'approcher du cas théorique limite où la matrice est infinie, un essai de convergence a été fait en fonction de l'ordre effectif de cette matrice. Il apparaît que la convergence est d'autant plus facilement réalisée que γ_1 est plus petit.

Après avoir comparé les deux méthodes précédentes (§ II) appliquées au cas d'un circuit simple, il paraît alors légitime d'appliquer à un circuit plus compliqué (en l'occurence, celui d'un amplificateur paramétrique), la méthode II (matrice d'admittance).

Remarque concernant le calcul du facteur de bruit des amplificateurs paramétriques.

Jusqu'à présent, les diodes à capacité variable (varactor) utilisées dans ces systèmes avaient des possibilités de non-linéarités moyennes ; γ_1 étant voisin de 0,2 ou 0,25. Au fur et à mesure que l'on disposera de diodes avec des γ_1 utilisables plus importants (0,3 ou 0,4), il sera indispensable de considérer, dans le circuit image, non pas une ou deux fréquences pour calculer le bruit de l'amplificateur (comme ceci a été fait dans la première partie), mais un spectre d'autant plus large que γ_1 sera plus grand.

Nous tenons à remercier Messieurs GASTINEL et DE CHASTELLIER, du LABORATOIRE DE MATHÉMATIQUES APPLIQUÉES, pour leur fructueuse coopération aux traitements numériques des calculs.

AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES NON DÉGÉNÉRÉS

PAR

L. MATTHAEI

Department of Electrical Engineering
University of California
Santa Barbara, Californie

Sommaire

Le problème de la conception des amplificateurs paramétriques à large bande se ramène essentiellement à celui de la conception des réseaux adaptateurs d'impédance appropriés au couplage à une diode de capacitance variable.

Les réseaux adaptateurs d'impédance à large bande efficace ont nécessairement des structures de filtre, aussi, bien des techniques exposées dans cette étude sont-elles fondamentalement des techniques de calcul des filtres adaptateurs d'impédance [2]. Ces études concernent, en premier lieu, les problèmes liés à la conception d'amplificateurs paramétriques non dégénérés à large bande. Mais la plupart des principes s'appliquent également aux autres amplificateurs à large bande et à résistance négative tels que les amplificateurs à diode tunnel et les masers [1].

On voit qu'une étape importante dans la conception d'un amplificateur paramétrique à large bande [7] ou d'un amplificateur à diode tunnel consiste dans la conception correcte des circuits associés à la diode du résonateur. Dans le cas des amplificateurs à diode tunnel, on peut, dans la bande de fréquences considérée, assimiler la diode du résonateur à un circuit *LC* comportant une résistance négative. La diode et le circuit associé sont les éléments d'un amplificateur à un résonateur de largeur de bande maximale. On peut multiplier par 3 ou 5 la largeur de bande d'un amplificateur à un résonateur en ajoutant d'autres résonateurs de manière à former un filtre adaptateur d'impédance à plusieurs résonateurs. Le cas des amplificateurs paramétriques est plus compliqué. En effet, l'action de conversion de fréquence de la pompe fait apparaître l'impédance du circuit « idler » comme équivalente à une résistance négative et à un circuit *LC* dont l'inductance et la capacitance sont toutes les deux négatives à la fréquence du signal [1, 6]. Un effet semblable se produit dans le cas des masers. Les filtres adaptateurs d'impédance pour amplificateurs paramétriques et amplificateurs à diode tunnel se calculent aisément à l'aide des tables de Getsinger relatives aux filtres passe-bas et aux amplificateurs à résistance négative [1, 2]. Toutefois, cette méthode est plus précise dans le cas des amplificateurs à diode tunnel qui ne comportent ni inductance ni capacitance négatives [1]. Cette méthode serait plus précise encore dans le cas des amplificateurs paramétriques à large bande s'il existait des tables se rapportant aux filtres prototypes passe-bas ; mais de telles tables ne sont pas disponibles actuellement. Dans la référence [7], on trouvera traitée une autre méthode de calcul des amplificateurs paramétriques non dégénérés à large bande comportant deux résonateurs d'entrée. Cette dernière méthode ne nécessite pas l'emploi de filtres passe-bas.

On trouvera les grandes lignes de la conférence présentée au Colloque international des Récepteurs micro-ondes à faible Bruit dans les références [4, 7, 1 et 6]. Les autres références de la liste ci-jointe comprennent des renseignements qui sortent un peu du cadre de cet article. D'autre part, la liste a été considérablement développée pour tenir compte des références en langue anglaise qui contiennent d'autres points de vue et des précisions supplémentaires.

On trouvera également ci-dessous quelques références en langue anglaise sur la conception des amplificateurs paramétriques à large bande.

BIBLIOGRAPHIE

A. *References Containing Tables of Low-Pass Prototype Filters for Negative-Resistance-Type Amplifiers.*

[1] GETSINGER W.J. — « Prototypes for Use in Broadbanding Reflection Amplifiers », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* vol. MTT-11, pp. 486-497 (November 1963).

[2] MATTHAEI G.L., YOUNG L., JONES E.M.T., *Microwave Filters. Impedance Matching Networks, and Coupling Structures,* McGraw-Hill Book Co., New York (1964), Secs. 4.04, 4.11, 11.08 to 11.10.

B. *Parametric Amplifier References.*

[3] ROWE H.E. « Some General Properties of Non-Linear Elements, II, Small Signal Theory », *Proc. IRE,* Vol. 46, pp. 850-860, (May 1958). This paper also appears on pp. 48-51 of Ref. 5.

[4] MATTHAEI G.L., « A Study of the Optimum Design of Wide-Band Parametric Amplifiers and Up-Convertors », *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-9, pp. 23-38 (January 1961). This paper also appears on pp. 127-142 of Ref. 5.

[5] *Selected Papers on Semiconductor Microwave Electronics,* Edited by S.N. Levine and R.R. Kurzrok, Dover Publications, Inc., New York (1964).

[6] DEJAGER J.T., « Maximum Bandwidth Performance of a Non-Degenerate Parametric Amplifier with Single-Tuned Idler Circuit », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-12, pp. 459-467 (July 1964).

[7] GETSINGER W.J. and MATTHAEI G.L., « Some Aspects of the Design of Wide-Band Up-Convertors and Non-Degenerate Parametric Amplifiers », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-12, pp. 77-87 (January 1964).

[8] KUH E.S. and FUKADA M., «Optimum Synthesis of Wide-Band Parametric Amplifiers and Convertors », *IRE Trans. on Circuit Theory,* Vol. CT-9, pp. 410-415 (December 1961).

[9] HEFFNER H. and WADE G. « Gain, Band Width, and Noise Characteristics of the Variable-Parameter Amplifier », *Journal of Applied Physics,* Vol. 29, pp. 1321-1331 (September 1958). This paper also appears on pp. 104-114 of Ref. 5.

[10] KLIPHUIS J., « C-Band Non-Degenerate Parametric Amplifier with 500-Megacycle Bandwidth », *Proc. IRE,* Vol. 49, pp. 961 (May 1961).

[11] HENOCH B.T., « A New Method for Designing Wide-Band Parametric Amplifiers », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-11, pp. 62-72 (January 1963).

[12] JOHNSON K.M. « Broad-Band Cavity-Type Parametric Amplifier Design », *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-9, pp. 187-194 (March 1961).

[13] JOHNSON K.M., « Broad-Band S-Band Parametric Amplifier », *Proc. IRE,* Vol. 49, p. 1943 (December 1961).

[14] GRACE M., « An Extremely Wide-Band Tunable S-Band Parametric Amplifier », *Proc. IRE,* Vol. 49, p. 1940 (December 1961).

[15] HAYASI S. and KUROKAWA T., « A Balanced-Type Parametric Amplifier », *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-10, pp. 185-190 (May 1962).

[16] BLACKWELL L.A. and KOTZEBUE K.L., *Semiconductor-Diode Parametric Amplifiers,* Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., (1961).

[17] GREENE J.C. and SARD E.W., « Optimum Noise and Gain-Bandwidth Performance for a Practical One-Port Parametric Amplifier », *Proc. IRE,* Vol. 48, pp. 1583-1590 (September 1960).

[18] GILDEN M. and MATTHAEI G.L., « Practical Design and Performance of Nearly Optimum, Wide-Band Degenerate Parametric Amplifiers », *IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-9, pp. 484-490 (November 1961).

[19] BOSSARD B.B. and PETTAI R., « Broad-Band Parametric Amplifiers by Simple Experimental Techniques », *Proc. IRE,* Vol. 50, pp. 328-329 (March 1962).

[20] KUROKAWA K.,« On the Use of Passive Circuit Measurements for the Adjustment of Variable Capacitance Amplifiers », *Bell System Technical Journal,* Vol. 41, pp. 361-381 (January 1962).

[21] AITCHISON C.S., DAVIES R. and GIBSON P.J., « A Simple Diode Parametric Amplifier for use at S, C, and X Band », *Proc. of the Symposium on Microwave Application of Semiconductors,* London, June 1965.

[22] HUMPHREYS B.L., « Characteristics of Broad-Band Parametric Amplifiers Using Filter Networks », *Proc. IEE,* (London), Vol. 111, p. 264-274 (February 1964).

[23] CONNORS W.P., « Maximally Flat Bandwidth of a Non-degenerate Parametric Amplifier with Double Tuned Signal Circuit and Single Tuned Idler Circuit », *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-13, pp. 251-252 (March 1965).

C. *Some Papers which Show the Similarity Between the Problem of Broad-Banding Masers and the Problem of Broad-Banding Parametric Amplifiers.*

[24] KYHL R.K. McFARLANE R.A. and STRANDBERG M.W.P., « Negative L and C in Solid-State Masers », *Proc. IRE,* Vol. 50, pp. 1608-1623 (July 1962).

[25] See Reference 1 above.

D. *Some Papers Dealing with Measurement of Diode Parameters.*

[26] HOULDING N., « Measurement of Varactor Quality », *Microwave Journal,* Vol. 3, pp. 40-45 (January 1960).

[27] HARRISSON R.T., « Parametric Diode Q Measurement », *Microwave Journal,* Vol. 3, pp. 43-46 (May 1960).

[28] BLAKE C. and DOMINICK F.J., « Transmission Test Method for High-Q Varactors », *Microwaves,* p. 18 (January 1965).

[29] ROBERTS D.A.E., « Measurement of Varactor Diode Impedance », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-12, pp. 471-475 (July 1964).

[30] ROBERTS D.A.E. and WILSON K., « Evaluation of High Quality Varactor Diodes », *Proc. of the Symposium on Microwave Application of Semiconductors,* London (June 1965).

[31] GETSINGER W.J., « The Packaged and Mounted Diode as a Microwave Circuit », *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-14, pp. 58-70 (February 1966).

[32] See Ref. 19 above.

[33] DELOACH B.C., « A New Microwave Measurement Technique to Characterize Diodes and an 800-Gc Cutoff Frequency Varactor at Zero Volt Bias », *IEEE Trans. on Micorwave Theory and Techniques,* Vol. MTT-12, pp. 15-20 (January 1964).

AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT DE LA STATION AU SOL DE FUCINO

PAR

F. CARASSA

Professeur au Politecnico di Milano
Consultant au Laboratoire de recherches
de la Società Generale di Telefonia ed Elettronica

G.B. STRACCA

Chef du Laboratoire de recherches
en hyperfréquences
de la Società Generale di Telefonia ed Elettronica

1. Introduction

Cet article donne quelques renseignements sur l'amplificateur à faible bruit installé dans la station au sol de Fucino pour l'utilisation avec le satellite EARLY BIRD. Les modèles d'amplificateurs précédemment utilisés dans la station de Fucino pour les expériences TELSTAR et RELAY seront également examinés.

La station au sol de Fucino a été construite par TELESPAZIO, l'agence italienne pour la communication par satellite. Les deux systèmes de communication, l'un pour la période expérimentale (TELSTAR et RELAY) et l'autre pour la première opération commerciale (EARLY BIRD), ont été étudiés, fabriqués et installés par la SOCIETA GENERALE DI TELEFONIA ED ELETTRONICA [1] [2] [3] [4].

Dans les deux systèmes mentionnés, l'amplification à faible bruit est basée sur l'amplification paramétrique. Dans le premier équipement, l'amplificateur comprend deux amplificateurs paramétriques en cascade, l'un refroidi à la température de l'azote liquide (77 °K) et l'autre à la température ambiante. Les deux amplificateurs paramétriques, à part leur température de fonctionnement, sont identiques, comme le montre le schéma de la figure 1. Ils utilisent un varactor à l'arséniure de gallium de type VD 118A de RCA, dont la fréquence de coupure (à —6 V) est d'environ 250 GHz. La puissance de pompe à 18 GHz est fournie par un klystron oscillateur contrôlé en fréquence par un discriminateur hyperfréquence. Les caractéristiques des deux amplificateurs paramétriques sont données dans le tableau I.

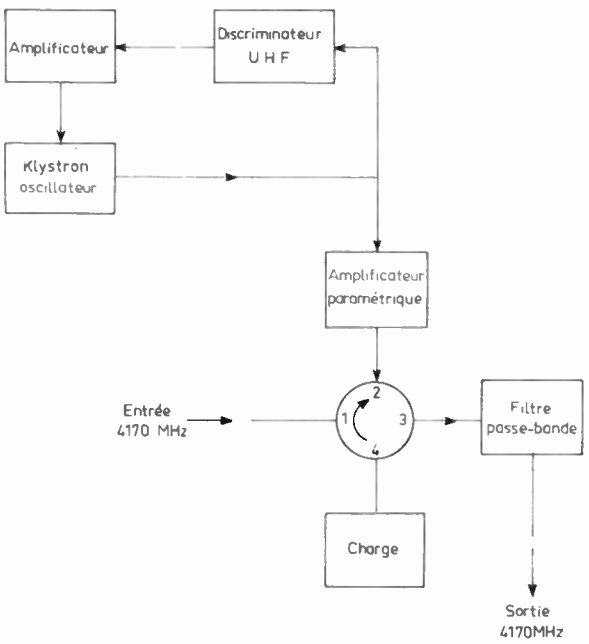


FIG. 1. — Amplificateur paramétrique utilisé avec Telstar et Relay.

D'importantes améliorations ont été apportées à l'équipement utilisé pour le satellite EARLY BIRD, en fait de facteur bruit, de stabilité et de fiabilité. Plusieurs parties de l'équipement utilisent des dispositifs à l'état solide, entre autres les générateurs de

TABLEAU I

Caractéristique	Amplificateur à 77 °K	Amplificateur à temp. ambiante
Gain	15 dB	15 dB
Bande passante à 3 dB	30 MHz	30 MHz
Température de bruit	~ 73 °K	~ 200 °K
Contribution à la température du circulateur et des guides d'onde	~ 24 °K	~ 50 °K
Température de bruit du récepteur	~ 100 °K	

puissance de pompe à 22 GHz pour les amplificateurs paramétriques. La partie hyperfréquence, qui comprend les amplificateurs à faible bruit et le changeur de fréquence, a été montée dans le paraboloïde, connectée directement à la source principale (fig. 2). Le schéma synoptique de cette partie est montré figure 3. Ces éléments principaux, c'est-à-dire les amplificateurs paramétriques, les amplificateurs à diode tunnel et les récepteurs de type conventionnel seront décrits dans les paragraphes suivants.

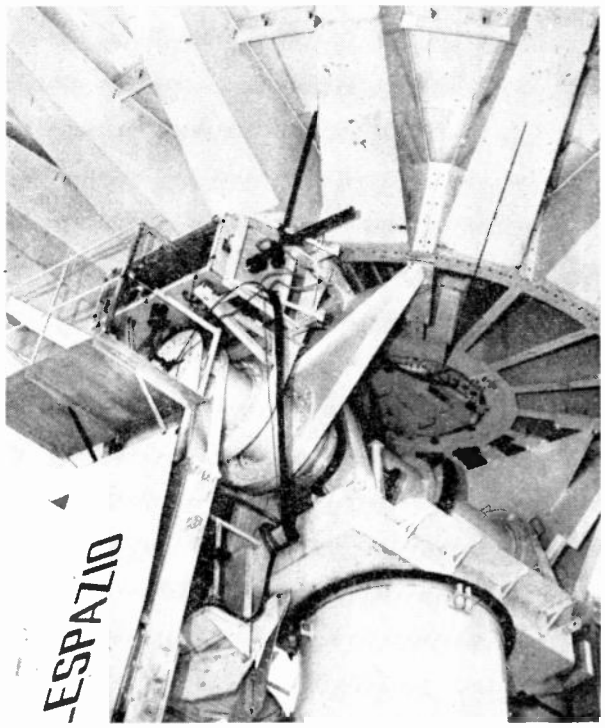


FIG. 2. — Antenne et partie hyperfréquence du récepteur.

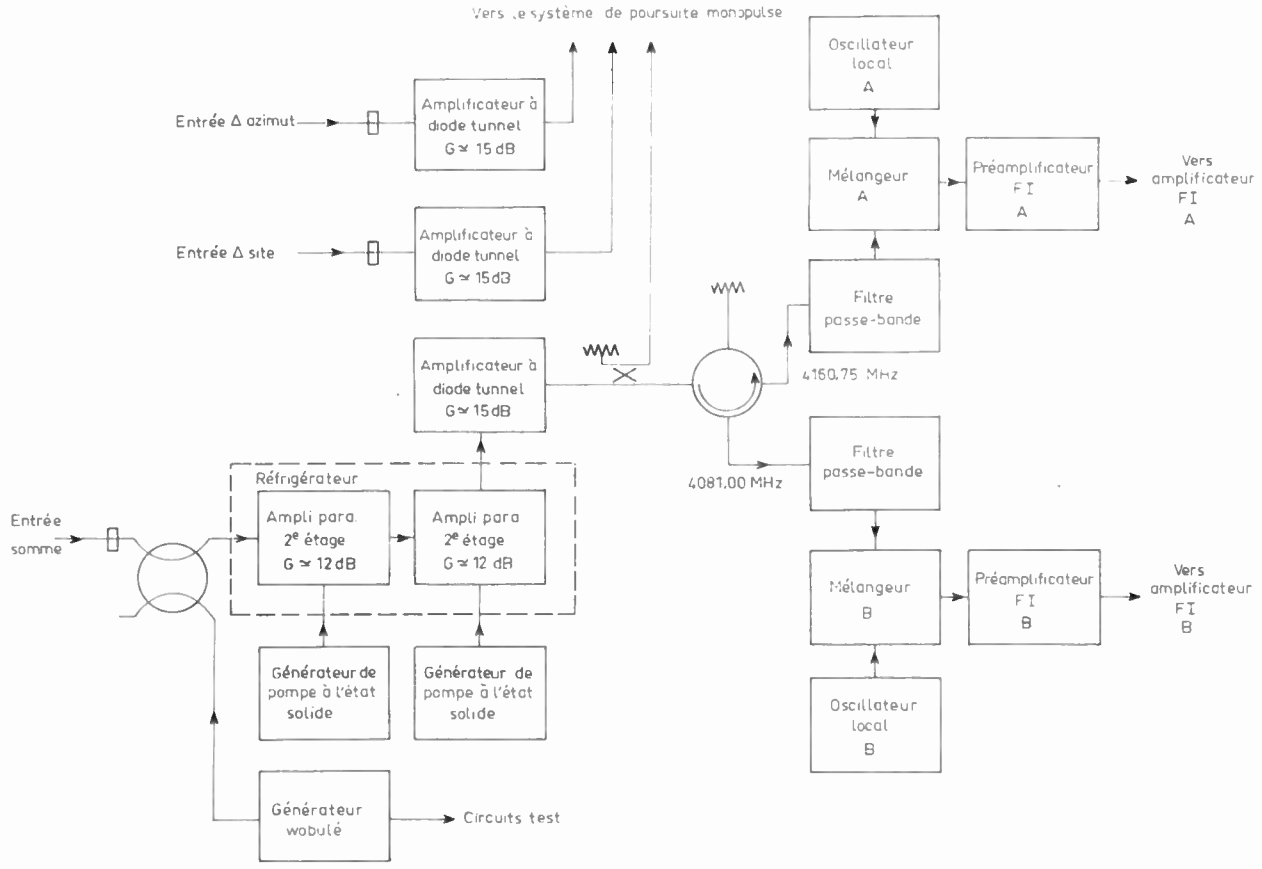


FIG. 3. — Schéma synoptique de la partie hyperfréquence.

2. Amplificateurs paramétriques (1)

La première amplification est due à deux amplificateurs paramétriques montés en cascade. L'amplificateur agit tant sur les signaux d'information que sur le signal « somme » du système de poursuite monopulse. Les deux amplificateurs paramétriques sont refroidis à environ 20 °K au moyen d'un réfrigérateur en cycle fermé à hélium gazeux, réalisé par A.D. LITTLE Inc., USA.

Chaque amplificateur paramétrique a été conçu suivant le diagramme synoptique de la figure 4. Ces amplificateurs sont du type à réflexion sur résistance négative réalisés suivant le schéma de la figure 5. Ils utilisent un varactor SYLVANIA type D5047C, dont la fréquence de coupure (à —6 V) est d'environ

TABLEAU II

Caractéristiques de l'amplificateur paramétrique à deux étages pour le fonctionnement avec EARLY BIRD	
Fréquence de pompe	21,5 GHz
Puissance de pompe (deux sources séparées)	100 mV
Température de fonctionnement	20 °K
Gain (14 dB par étage)	28 dB
Bande passante (à —1 dB)	200 MHz
Température de bruit globale	22 °K

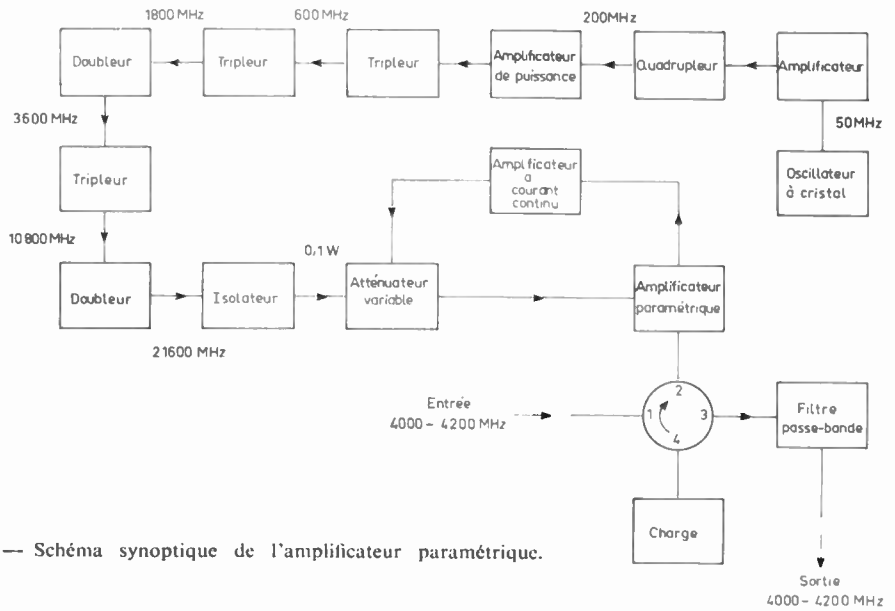


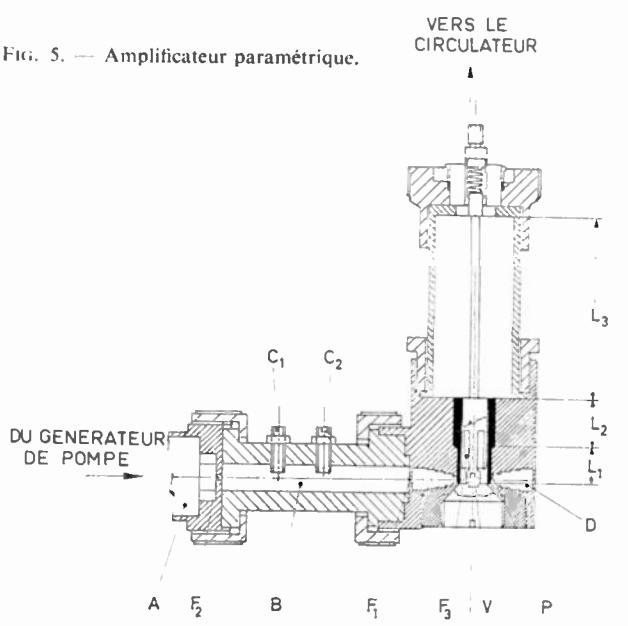
FIG. 4. — Schéma synoptique de l'amplificateur paramétrique.

300 GHz. Ce varactor est représenté par V sur la figure. La fréquence idler est comprise entre les fréquences de résonance série et parallèle du varactor, aussi le résonateur idler est-il formé par une faible longueur de ligne coaxiale terminée par un circuit ouvert ; ce circuit est formé, à la fréquence idler, par la ligne quart d'onde F_3 en série avec la ligne coaxiale principale. D est un résonateur cylindrique accordé à la fréquence de pompe, qui est couplé au guide de pompe B, dont la fréquence de coupure de 20 GHz permet d'empêcher la propagation de la fréquence idler à 1,75 GHz. Pour le signal, un circuit à deux résonateurs est formé par une faible longueur L_1 de ligne coaxiale chargée par le varactor, ligne qui est couplée, par l'intermédiaire d'un transformateur quart d'onde L_2, à un second résonateur L_3.

Les caractéristiques de l'amplificateur à deux étages sont données dans le tableau II.

La large bande passante obtenue permet à l'amplificateur de couvrir une grande partie de la bande fixée aux systèmes de communication par satellite. Il en résulte une grande souplesse de fonctionnement. En particulier, plusieurs canaux radio peuvent être amplifiés simultanément, comme cela doit

FIG. 5. — Amplificateur paramétrique.



(1) Une discussion détaillée sur ces amplificateurs est donnée dans [5].

être le cas pour les systèmes à accès multiple. A l'heure actuelle, comme on peut le voir sur la figure 3, on utilise deux canaux radio (A et B) ; le premier est le canal pointé vers Fucino, c'est-à-dire le canal qui transporte à partir du satellite vers Fucino, les informations venant d'Andover (USA), le second est le canal transportant les informations de Fucino entre le satellite et Andover. La réception à Fucino du signal avec sa démodulation permet de contrôler l'information émise de Fucino, à un stade très avancé du système d'interconnexion. Jusqu'ici, la station de Fucino est la seule à présenter les caractéristiques ci-dessus, lorsqu'elle est comparée aux autres stations au sol, utilisant le maser pour communiquer avec EARLY BIRD.

En ce qui concerne la température de bruit, il est bon de noter qu'au cours de la première installation, menée sous la condition de tenir les délais pour le fonctionnement avec EARLY BIRD (2), les circulateurs ont été montés hors du réfrigérateur, de façon à annuler les effets d'une résonance parasite dans le circuit des circulateurs [4], résonance ayant été mise en évidence par une déformation de la courbe de réponse, au cours du refroidissement à de basses températures, due probablement à l'augmentation de la surtension Q du circuit. Les circulateurs étant placés hors du réfrigérateur, la température de bruit mesurée est d'environ 45 °K.

Récemment, les amplificateurs ont été modifiés et les résonances parasites ont été déplacées. Les circulateurs ont alors été montés à l'intérieur du réfrigérateur (comme le montre le schéma) et la température de bruit définitive de 22 °K a été obtenue pour les deux amplificateurs en cascade.

Il peut être intéressant de noter que, pour mener à bien la modification précitée, le seul réfrigérateur à hélium alors disponible, ne pouvait sortir du laboratoire. C'est pourquoi, pour ne pas interrompre le fonctionnement de la station de Fucino, on a utilisé un amplificateur paramétrique provisoire. Celui-ci était refroidi à environ 80 °K par immersion dans l'azote liquide, mais il était identique, quant au reste, au modèle décrit précédemment. La température de bruit de cet amplificateur était de ~ 40 °K.

Nous disposons ainsi de renseignements sur la température de bruit de cet amplificateur aux trois différentes températures de fonctionnement : 20 °K, 80 °K et l'ambiante (fig. 6). Les trois points semblent indiquer une relation linéaire entre la température de bruit et la température de fonctionnement, dans la gamme des mesures.

La figure 7 montre le réfrigérateur contenant les deux amplificateurs paramétriques. On remarquera en particulier : le guide d'onde flexible d'entrée, le connecteur coaxial de sortie, un des guides d'onde pour la puissance de pompe, un indicateur de température, le disjoncteur du réfrigérateur qui contrôle l'expansion de l'hélium fourni par un compresseur séparé. Les tuyaux d'entrée et de sortie d'hélium sont mieux représentés sur la figure 8 qui montre une autre vue du réfrigérateur dont l'enveloppe est retirée. Sur cette figure, les parties principales de l'amplificateur paramétrique sont indiquées.

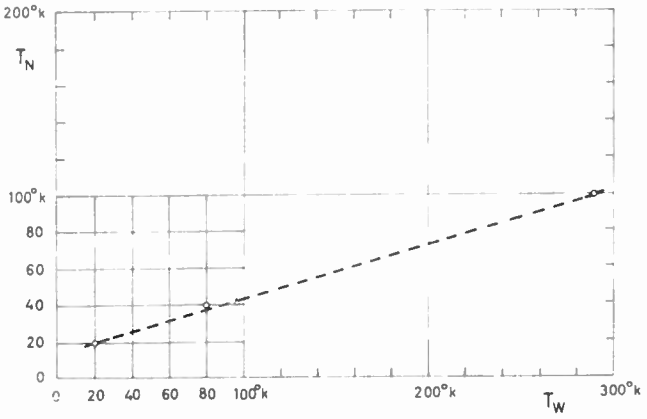


FIG. 6. — Température de bruit T_N en fonction de la température de fonctionnement T_W.

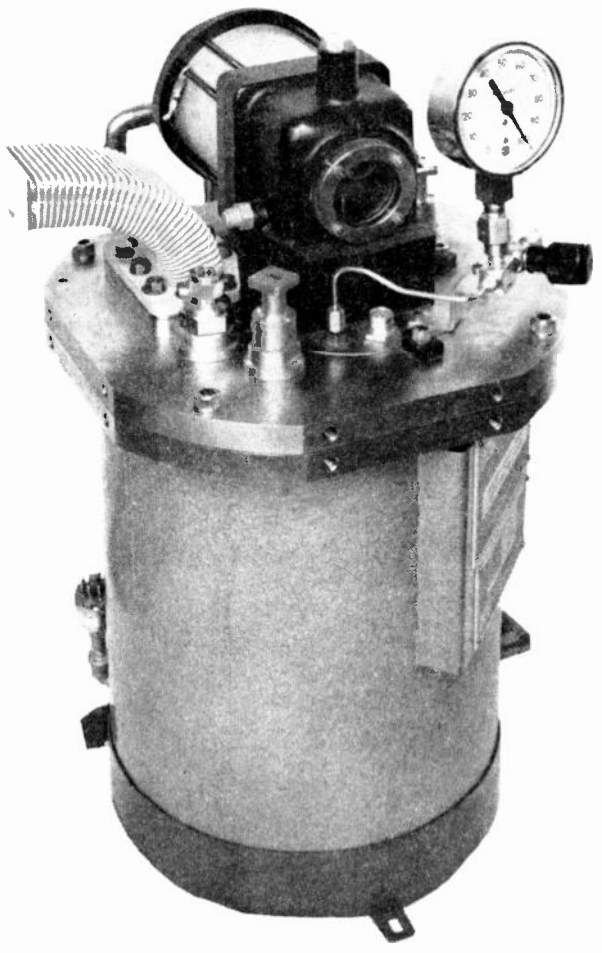


FIG. 7. — Réfrigérateur contenant les amplificateurs paramétriques.

Le réfrigérateur comprend deux étages de refroidissement distincts, le premier permet d'atteindre la température de 77 °K avec une puissance de refroidissement de 5 W, tandis que le second permet d'atteindre la température de 20 °K avec une puissance de refroidissement de 1 W. L'amplificateur paramétrique et les circulateurs sont liés thermiquement au dernier étage par des conducteurs en cuivre de sec-

(2) Le réfrigérateur arriva des USA fin décembre 1964 et l'équipement de réception fut prêt à fonctionner à la fin d'avril 1965.

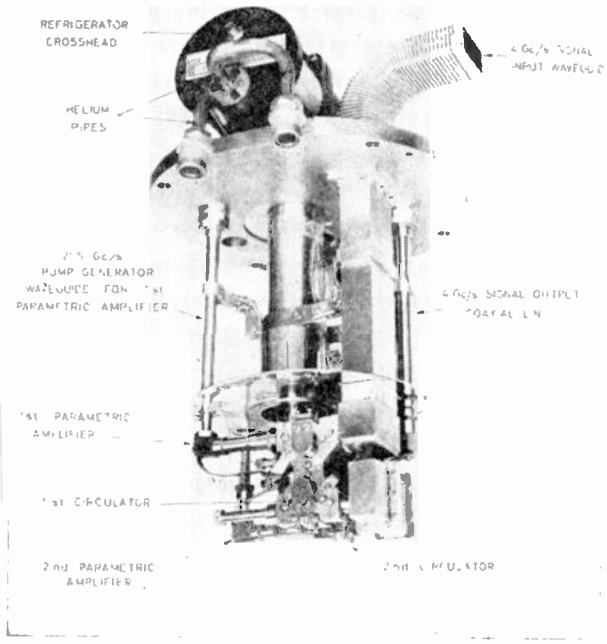


FIG. 8. — Réfrigérateur sans son enveloppe.

tion importante. Les divers guides d'onde sont aussi reliés à un point moyen de l'étage à 77 °K de façon à réduire la puissance requise par l'étage à 20 °K. Pour augmenter l'isolation thermique du système, les différents guides d'onde ont été fabriqués en acier inoxydable de 0,2 mm d'épaisseur, plaqués à l'argent à l'intérieur. L'isolation thermique, pour éviter les pertes par connexion est obtenue en amenant la pression dans le réservoir à 10^{-5} mm de mercure. Un tel vide est alors maintenu par une cryopompe interne utilisant le carbone actif.

L'étage à 20 °K est aussi isolé thermiquement, du point de vue des pertes par radiation, au moyen d'un écran métallique, argenté, puis plaqué d'or, relié thermiquement à l'étage à 77 °K, et couvrant également les amplificateurs paramétriques et les circulateurs.

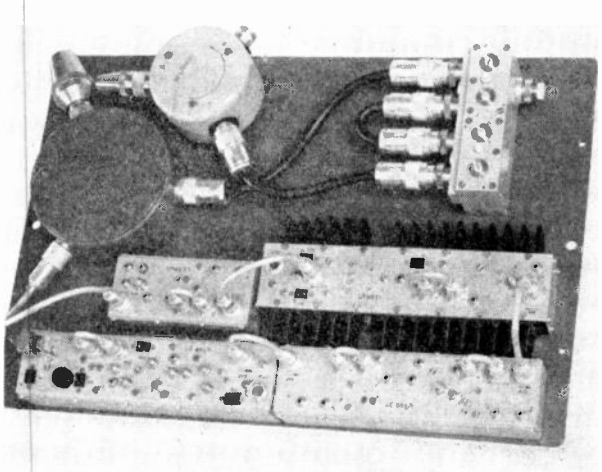


FIG. 9 — Générateur de pompe
a) partie jusqu'à 3,6 GHz.

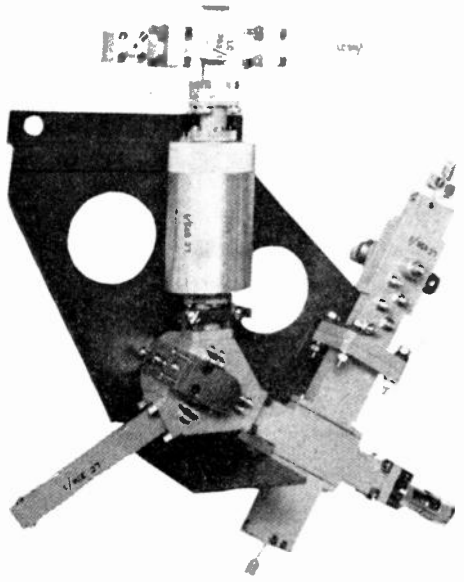


FIG. 9. — Générateur de pompe
b) Partie de 3,6 GHz à 21,6 GHz.

(Sur la figure 8, l'écran est retiré pour montrer les circuits de l'amplificateur).

Parmi les caractéristiques les plus intéressantes de l'équipement, il faut citer la grande stabilité du générateur de pompe en fréquence comme en puissance émise (fig. 9). Ceci conduit, en retour, à une grande stabilité des caractéristiques de l'amplificateur paramétrique, propriété comparable à ce point de vue avec celle du maser. La stabilité en fréquence du générateur de pompe est due à l'utilisation d'un générateur à quartz suivi de multiplicateurs à varactors. De plus, la stabilité de la puissance de sortie est obtenue par un contrôle automatique qui garde à une valeur constante le courant dans le varactor de l'amplificateur paramétrique, au moyen d'un atténuateur à rotation de Faraday.

3. Amplificateur à diodes tunnel

Si l'entrée du récepteur conventionnel était connectée directement à la sortie de l'amplificateur paramétrique, sa contribution à la température de bruit globale serait appréciable. En effet, ce récepteur, dont la température de bruit est de 3 000 °K, aurait une contribution à l'entrée de 3 000/600 = 5 °K (600 étant le rapport de puissance correspondant à 28 dB). C'est pourquoi un amplificateur à diode tunnel (fig. 10), dont les caractéristiques sont données dans le tableau III a été intercalé entre les amplificateurs paramétriques et le récepteur conventionel.

TABLEAU III

Caractéristiques de l'amplificateur à diode tunnel	
Gain	15 dB
Bande passante (à — 1 dB)	250 MHz
Température de bruit	900 °K

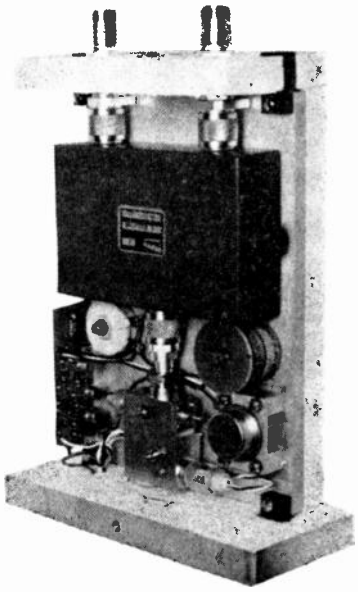


FIG. 10. — Amplificateur à diode tunnel.

Cet amplificateur réduit à 2 °K la contribution au bruit d'entrée due à l'amplificateur à diode tunnel lui-même et au récepteur conventionnel qui le suit. On utilise une diode tunnel SYLVANIA type D4961B.

Le signal « somme » du système monopulse de poursuite passe également par cet amplificateur à la sortie duquel il est recueilli pour alimenter le récepteur de poursuite. La figure 3 montre qu'on utilise également des amplificateurs à diode tunnel identiques pour les deux signaux « différence ». Dans cette optique, les performances des trois amplificateur à diode tunnel (en particulier la caractéristique de phase) ont été stabilisées en plaçant chaque amplificateur dans une enceinte thermostatée dont la température interne est régulée à ± 1 °C. De leur côté, les caractéristiques des amplificateurs paramétriques sont stabilisées par une température de fonctionnement constante et des générateurs de pompe stables.

4. Mélangeurs, préamplificateurs MF, équipements de contrôle

Les mélangeurs et les préamplificateurs MF sont de type classique et utilisent exclusivement des dispositifs à l'état solide. La figure 11 montre le coffret contenant les amplificateurs paramétriques, les amplificateurs à diode tunnel et les récepteurs classiques avant le montage dans l'antenne.

Le coffret contient également des dispositifs pour le contrôle à distance de certaines performances, en particulier la caractéristique d'amplitude et la température de bruit (cette dernière est mesurée en utilisant une charge froide comme générateur de bruit).

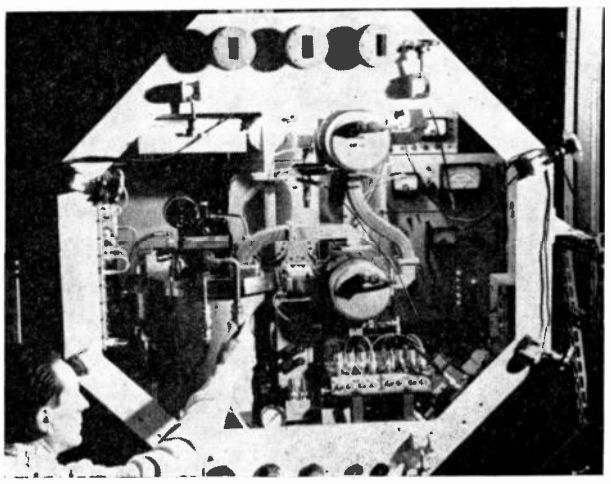


FIG. 11. — Logement de la partie hyperfréquence.

5. Conclusions

L'amplificateur à faible bruit destiné à la station au sol de Fucino est ainsi décrit.

Ce développement a montré quelques caractéristiques prometteuses de l'amplificateur paramétrique qui paraît devenir compétitif avec le maser en ce qui concerne la stabilité et la faible température de bruit, et qui peut, en même temps, être étudié pour fonctionner avec une large bande passante comme l'exigent les futurs systèmes de communication par satellite.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CARASSA F. — Communicazioni intercontinentali mediante satelliti con particolare riguardo alle apparecchiature della stazione terrestre del Fucino. *Alta Frequenza*, XXXI, 10, p. 710, Ottobre 1962.

[2] STRACCA G.B. — Amplificatore parametrico della stazione italiana per le comunicazioni mediante satelliti. Rendiconti della LXIV Riunione Annuale dell'AEI, Stresa, 1963. (Published also in English on *Alta Frequenza*, XXXIII, 2, p. 74, February 1964).

[3] MONACHESI L. — Trasmettitore da 10 kW, 6 GHz per comunicazioni mediante satelliti artificiali. XIII Convegno Internazionale delle Comunicazioni, Genova, Ottobre 1965.

[4] CARASSA F., STRACCA G.B. — L'apparecchiatura ricevente del Fucino per il satellite « Early Bird ». XIII Convegno Internazionale delle Comunicazioni, Genova, Ottobre 1965.

[5] STRACCA G.B. — Design ad operation of a 20 °K Parametric Amplifier System, Colloquium on Low-Temperature Refrigeration for Microwaves Systems, Frankfurt, 27-29 April, 1966.

MÉLANGEUR PARAMÉTRIQUE A DOUBLE POMPE POUR ANTENNE DE RÉCEPTION FAIBLE BRUIT A MULTIPINCEAUX

PAR

C. VERGNOLLE

C.S.F. - C.E.P.C.A.

1. Objet de l'étude

L'antenne à multipinceaux, objet de cette étude, dérive du principe d'une antenne à balayage électronique utilisant des mélangeurs paramétriques (1).

1.1. Principe de l'antenne a balayage électronique

Cette antenne est constituée par un réseau de sources élémentaires identiques, espacées d'une distance D_s suivies chacunes d'un mélangeur. Ces mélangeurs, supposés identiques, sont alimentés par un même oscillateur local, ou pompe, de fréquence f_p, à travers des lignes de longueur D_p. Les sorties $f_\pm = f_p \pm f_s$ de chaque mélangeur sont regroupées en phase vers un récepteur classique, selon le schéma de la figure 1.

Le déphasage, entre deux sources consécutives du réseau, d'une onde plane signal, de fréquence f_s, arrivant d'une direction θ par rapport à la normale du réseau est :

$$\Delta\varphi_s = \frac{2\pi}{c} f_s D_s \sin\theta \ .$$

Le déphasage entre deux mélangeurs consécutifs de l'onde de l'oscillateur local, ou « pompe », à travers les lignes de longueur D_p est :

$$\Delta\varphi_p = \frac{2\pi}{c} f_p D_p \ .$$

Entre les entrées et les sorties de deux mélangeurs consécutifs supposés identiques et parfaits, on a la relation :

$$\Delta\varphi_\pm = \Delta\varphi_p \pm \Delta\varphi_s \ .$$

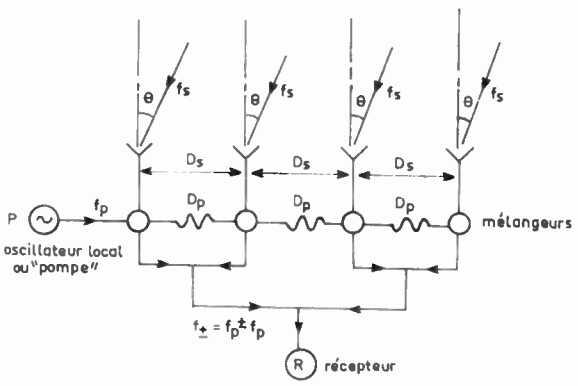


FIG. 1.

A chaque fréquence signal f_s, venant d'une direction θ, correspond donc une fréquence de « pompe » f_p, telle que les différentes sorties des mélangeurs se reconstituent en phase. Ces deux fréquences sont liées par la relation :

$$f_p D_p = \sin\theta f_s D_s + kc \ .$$

Un tel système permet donc, par simple variation de la fréquence de l'oscillateur commun des mélangeurs, $f_p = F_p + \Delta f_p$, d'effectuer une réception à balayage électronique à partir d'un réseau fixe :

$$\Delta f_p = f_s \frac{D_s}{D_p} \sin\theta$$

(1) Cette étude effectuée dans le cadre d'un contrat DRME, a donné lieu au dépôt du brevet N° 1344 349 et à son additif N° 84398.

avec

$$D_p = \frac{kc}{F_p} = k\lambda_p \ ;$$

plus k est grand, plus une variation de fréquence de pompe df_p faible permettra d'obtenir un angle de balayage donné.

1.2. Choix du type de mélangeur

Parmi les mélangeurs actuellement connus, seuls les mélangeurs paramétriques permettent d'obtenir directement une réception à très faible bruit.

En effet, ces mélangeurs, utilisant dans leur principe un élément non linéaire purement réactif, sont théoriquement sans bruit. En pratique l'élément utilisé, la diode paramétrique, présente toujours une faible partie résistive, source de bruit thermique, qui peut encore être réduite en refroidissant la diode.

Les performances de ces mélangeurs, gain et température de bruit sont proportionnelles au rapport de conversion de fréquence : ces mélangeurs sont donc toujours élévateurs de fréquence et nécessitent un deuxième changement de fréquence : récepteur classique, dont le facteur de bruit devra être masqué par un gain suffisant du mélangeur paramétrique.

Il existe deux types fondamentaux de mélangeurs paramétriques.

1.2.1. *Le mélangeur à bande latérale supérieure ou « up converter » sortant sur la fréquence somme* $f_+ = f_p + f_s$

Son gain est égal, au maximum, dans le cas d'un élément réactif sans perte, au rapport de conversion de fréquence [1] :

$$G_{s+} \leqslant \frac{f_+}{f_s} \ .$$

Ce type de mélangeur a l'avantage d'être stable : ses impédances d'entrée et de sortie sont toujours positives.

Sa bande passante est large, de l'ordre de 10 % en simple accord, elle peut atteindre l'octave en multi-accord [2]. Son facteur de bruit non refroidi est de l'ordre de 0,5 à 1,5 dB entre 500 et 1 000 MHz.

Malheureusement, ce mélangeur ne peut être actuellement utilisé que pour des fréquences de réception f_s inférieures à 1 000 MHz. En effet pour obtenir une température de bruit faible et un gain suffisamment élevé pour masquer le facteur de bruit du récepteur classique qui suit, on est obligé de choisir un rapport de conversion élevé ($f_+/f_s > 20$). Or, au-delà de 20 000 MHz, le facteur de bruit des récepteurs classiques augmente très rapidement.

1.2.2. *Le mélangeur à bande latérale inférieure ou « down converter » sortant sur la fréquence différence* $f_- = f_p - f_s$

Dans ce type de mélangeur, l'oscillateur local ou « pompe » de fréquence f_p fournit de l'énergie à la fois à la fréquence signal (W_s) et à la fréquence différence ou « idler » (W_-). Les énergies cédées sont dans le rapport des fréquences : $W_-/f_- = W_s/f_s$ [1]. Ce mélangeur amplifie donc à la fois la fréquence signal f_s et la fréquence différence f_-.

Le rapport des énergies W_- et W_s, étant dans le rapport des fréquences, on a intérêt ici aussi à utiliser un mélangeur élévateur de fréquence.

Cet apport d'énergie, à la fois au circuit signal et au circuit de sortie, peut être interprété comme l'apparition d'une résistance négative, on peut donc obtenir un gain aussi élevé qu'on le désire sur les deux fréquences à la limite, le mélangeur oscille. Un tel mélangeur est potentiellement instable.

Plus le gain par résistance négative sera élevé, plus le mélangeur sera à bande droite, plus il sera sensible au point de polarisation de la diode, à la puissance de la pompe, et aux variations des impédances de source et de charge. On sera donc obligé de stabiliser la pompe et d'utiliser un isolateur à l'entrée de chaque mélangeur. Le produit gain × bande passante de ce type de mélangeur est sensiblement constant (en simple accord). Pour un gain de 15 dB, on obtient des bandes passantes de quelques pour cent. On peut atteindre des bandes de 10 à 20 % par multi-accord [2].

Le facteur de bruit de ce type de mélangeur, non refroidi, est de l'ordre de 1,5 à 2,5 dB pour des fréquences signal comprises entre 1 000 et 4 000 MHz.

Ce type de mélangeur est le seul qui peut avoir un gain suffisant, pour des fréquences de réception supérieures à 1 000 MHz, pour masquer le facteur de bruit du récepteur qui le suit.

1.3. Principe de l'antenne a multipinceaux

Au lieu d'effectuer une variation dans le temps de la fréquence de pompe pour obtenir un balayage de l'antenne, on appliquera ici, aux mélangeurs, simultanément deux pompes de fréquence f_p et f'_p et de grande amplitude. Un mélangeur utilisant essentiellement un élément non linéaire, il y aura apparition de toutes les combinaisons de fréquence :

$$A_{mnk} \exp j[m\omega_p t + n\omega'_p t + k\omega_s t + m\varphi_p + n\varphi'_p + k\varphi_s]$$

m et n sont les nombres entiers algébriques, et $k = \pm 1$ si l'amplitude du signal est supposée très petite par rapport aux amplitudes des pompes.

La différence de fréquence de pompe $f'_p - f_p = \Delta f_p$ étant supposée petite et le mélangeur étant supposé accordé sur la fréquence signal et sur la fréquence différence ou sur la fréquence somme $(f_p + f'_p)/2 \pm f_s$, il apparaîtra à la sortie du mélangeur toutes les combinaisons de fréquence $f_{im} = f_p + n\Delta f_p \pm f_s$, de phase

$$\varphi_{im} = \varphi_p + n(\varphi'_p - \varphi_p) \pm \varphi_s$$

Reprenons le schéma initial de l'antenne ; envoyons aux différents mélangeurs à travers les lignes de longueur D_p, simultanément les deux fréquences de pompe f_p et $f'_p = f_p + \Delta f_p$.

Si la fréquence différence ou la fréquence somme $f_p \pm f_s$ est en phase à la sortie des mélangeurs pour

un signal de fréquence f_s arrivant dans une direction θ_0, et si la fréquence $f'_p \pm f_s = f_p + \Delta f_p \pm f_s$ est en phase pour un signal de fréquence f_s arrivant dans une direction $\theta_0 + \Delta\theta$, la fréquence de sortie $f_{in} = f_p + n\Delta f_p \pm f_s$ sera en phase à la sortie des mélangeurs pour un signal f_s arrivant dans la direction $\theta_0 + n\Delta\theta$.

Le système le plus simple d'exploitation de l'antenne consiste à séparer la moyenne fréquence du récepteur superhétérodyne, placé à la sortie du réseau de récupération en $2n$ canaux de largeur Δf_p, centrés sur les m fréquences $f_{in} - f_{0l}$, où f_{0l} est la fréquence de l'oscillateur local.

Chaque canal de réception correspondra alors à une direction différente de réception de l'antenne. On sera alors amené à choisir la différence de fréquence des deux pompes égale à la largeur de bande d'information du signal ; et la longueur de la ligne D_p, de façon à ce que les différentes directions de rayonnement se recoupent à 3 dB.

Pour que l'antenne puisse fonctionner avec de bonnes performances, il faut d'abord que les gains de conversion des mélangeurs, de la fréquence signal sur chacune des fréquences de sorties, soient suffisamment élevés pour masquer le facteur de bruit dû aux pertes du réseau de sommation et à la température de bruit du récepteur classique qui le suit : c'est la raison du choix du type de mélangeur à résistance négative sortant sur les fréquences différence $f_{in} = f_p + n\Delta f_p - f_s$.

Il faudra ensuite minimiser la température de bruit de ce type de mélangeur multicanal.

Enfin on devra vérifier la reproductibilité et la précision pratique des lois de phase de deux mélangeurs consécutifs.

2. Etude théorique du mélangeur paramétrique à double pompage

2.1. Principe du calcul

Nous utiliserons ici la méthode classique d'analyse des éléments non linéaires dans le cas des petits signaux [3]. La capacité non linéaire est supposée variable sous l'action de deux ondes de pompe de pulsations ω_1 et ω_2 ; le signal de pulsation ω_s est supposé avoir une puissance suffisamment petite par rapport au « pompage » pour ne pas perturber la variation de la capacité, alors uniquement imposée par les pompes : le comportement de cette capacité variable, vis-à-vis du signal f_s et des combinaisons de pulsations $k\omega_1 + l\omega_2 \pm \omega_s$ ainsi engendrées est alors linéaire.

Les amplificateurs paramétriques étant destinés à la réception de signaux très faibles (100 dB sous le mW) et nécessitant des puissances de pompage de l'ordre du milliwatt, cette approximation est, en pratique, toujours largement réalisée.

Une jonction paramétrique ayant un schéma équivalent série, capacité C en série avec une résistance de perte r, il est plus logique et plus pratique de considérer l'élastance $S = 1/C$ de la jonction et non sa capacité C et de l'utiliser en série dans les circuits du mélangeur.

2.2. Comportement de la capacité variable sous l'action des deux pompes

2.2.1. *Pompage en tension*

Si on applique à une diode paramétrique, polarisée au point $S(V_0)$, d'élastance :

$$S(V) = S(V_0)\left(\frac{V+\phi}{V_0+\phi}\right)^{\gamma}$$

où V_0 est la tension de polarisation continue, ϕ le potentiel de contact de la diode et $\gamma = 1/3$ pour une jonction diffusée et $1/2$ pour une jonction alliée, deux ondes de « pompes » sinusoïdales d'amplitude V_1 et V_2 de pulsation ω_1 et ω_2 et de phase φ_1 et φ_2 cette élastance devient une fonction du temps :

$$\frac{S(t)}{S(V_0)} = [1 + k_1 e^{j\omega_1 t} + k_1^* e^{-j\omega_1 t} + k_2 e^{j\omega_2 t} + k_2^* e^{-j\omega_2 t}]^{\gamma}$$

où k_1 et k_2 sont les coefficients de pompage :

$$k_1 = \frac{1}{2}\left|\frac{V_1}{V_0+\phi}\right| e^{j\varphi_1} \quad \text{et} \quad k_2 = \frac{1}{2}\left|\frac{V_2}{V_0+\phi}\right| e^{j\varphi_2} .$$

Cette élastance peut être développée en une double série de Fourier que l'on mettra sous la forme :

$$S(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_{mn}\, e^{j(m\omega_1 t + n\omega_2 t)}$$

$$\text{ou } S_{-m-n} = S_{mn}^*$$

b) *Pompage en courant*

L'élastance de la diode étant égale à dv/dq :

$$S(V_0)\left(\frac{V+\phi}{V_0+\phi}\right)^{\gamma} = \frac{dv}{dq} .$$

En intégrant cette équation, on trouve, entre la charge et la tension aux bornes de l'élastance de la diode, la relation linéaire simple :

$$q + q_\phi = V + \phi/(1-\gamma)S$$

où q_ϕ, constante d'intégration, est la charge de la capacité à la tension ϕ.

En appelant q_0 la charge de la capacité à la tension de polarisation V_0 on trouve l'expression de l'élastance S pour une charge quelconque :

$$S = S(V_0)\left(\frac{q+q_\phi}{q_0+q_\phi}\right)^{\frac{\gamma}{1-\gamma}} .$$

Si on impose un courant sinusoïdal ou, ce qui revient au même, une charge sinusoïdale autour du

point de polarisation q_0 :

$$q = q_0 + q_1 \cos(\omega_1 t + {}_1) + q_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) ;$$

l'expression précédente de l'élastance devient :

$$\frac{S(t)}{S(V_0)} = \left[1 + k_1 e^{j\omega_1 t} + k_1^* e^{-j\omega_1 t} + k_2 e^{j\omega_2 t} + k_2^* e^{-j\omega_2 t}\right]^{\frac{\gamma}{1-\gamma}}$$

où k_1 et k_2 sont les coefficients de pompage

$$k_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{q_1}{q_0 + q_\phi}\right) e^{j\varphi_1} \quad k_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{q_2}{q_0 + q_\phi}\right) e^{j\varphi_2} .$$

Cas particuliers

Pour les jonctions diffusées pompées en courant : $\gamma = 1/3$ et $\gamma/(1-\gamma) = 1/2$, on trouve la même expression que pour les jonctions alliées pompées en tension.

Pour les jonctions alliées, $\gamma = 1/2$ et $\gamma/(1-\gamma) = 1$, la loi de variation de l'élastance en fonction de la charge est linéaire :

$$S(t) = S_{00} + S_{10} e^{j\omega_1 t} + S_{10}^* e^{-j\omega_1 t} + S_{01} e^{j\omega_2 t} + S_{01}^* e^{-j\omega_2 t}$$

$S_{00} = S(V_0)$: l'élastance moyenne de la diode S_{00} est égale à la valeur de son élastance au point moyen de polarisation : il n'y a pas de recul du point de polarisation,

$S_{10} = k_1 S(V_0)$ et $S_{01} = k_2 S/(V_t)$: l'élastance varie linéairement en fonction des coefficients de pompage. Les autres coefficients sont nuls.

Nous poursuivrons nos calculs en supposant que nous sommes dans ce dernier cas particulier d'une jonction abrupte pompée en courant.

Ce cas, théoriquement réalisable, présente l'avantage de donner le coefficient de non-linéarité du premier ordre maximal réalisable, les coefficients de non-linéarité d'ordre supérieur étant nuls.

Remarque : Pour que la diode ne détecte pas, donc qu'il n'y ait pas de bruit Schottky, il est nécessaire que l'amplitude totale de la tension HF soit inférieure à $V_0 + \phi$.

L'amplitude maximale des pompes donc les coefficients de non linéarité S_{01}/S_{00} et S_{10}/S_{00} de la diode, seront limités par la valeur du coude de la caractéristique courant-tension de la fonction et par le bruit Schottky toléré qui devra être largement inférieur au bruit thermique qui sera ici le seul considéré.

2.3. Equation générale des mélangeurs paramétriques a double pompage

Si on applique à la diode ainsi « pompée » un signal sinusoïdal d'amplitude V_0, de pulsation ω_0 et de phase φ_0, il apparaîtra toutes les combinaisons de pulsations :

$$k\omega_1 + l\omega_2 + s\omega_0$$

k,l et s nombres entiers, positifs ou négatifs.

La tension et le courant total aux bornes de la diode sont donc de la forme :

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l} \sum_{s} V_{kls}\, e^{j(k\omega_1 + l\omega_2 + s\omega_0)t}$$

$$i(t) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q} \sum_{s} I_{pqs}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2 + s\omega_0)t}$$

On a alors à chaque instant, entre le courant et la tension aux bornes de la diode, la relation :

$$v(t) = S(t) \int i(t)\, dt .$$

Si on suppose que l'amplitude du signal est suffisamment faible par rapport à l'amplitude de la pompe, pour ne pas perturber l'élastance alors uniquement imposée par la pompe (approximation du petit signal), on a alors :

$$v(t) = S(t) \int i(t)\, dt \quad \text{avec} \quad s = \pm 1 .$$

En remplaçant $v(t)$, $i(t)$ et $S(t)$ par leurs valeurs, il vient :

$$V_{kls}\, e^{j(k\omega_1 + l\omega_2 \pm \omega_0)} = S_{mn} \frac{I_{pqs}\, e^{j[(p+m)\omega_{p1} + (q+n)\omega_{p2} \pm \omega_0]t}}{j(p\omega_1 + q\omega_2 \pm \omega_0)} ;$$

d'où, en identifiant $p+m = k$, $q+n = l$, il vient :

$$V_{kls} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{S_{mn} I_{(k-m),(l-n),s}}{j[(k-m)\omega_1 + (l-n)\omega_2 \pm \omega_0]} \quad (1)$$

relation entre les amplitudes de la tension et du courant, des différentes combinaisons de fréquences, aux bornes de la diode.

2.4. Mélangeur a bande latérale inférieure

Nous supposerons que les deux fréquences de pompe sont proches et que la diode est accordée à la fréquence signal $f_0 = f_s$ et à la fréquence centrale de sortie du mélangeur $\frac{f_1 + f_2}{2} - f_0 = f_i$.

Dans ces conditions, il n'apparaîtra dans la bande du circuit signal que les combinaisons de fréquence : $f_{sx} = f_0 + x(f_1 - f_2)$ donc telles que $k = -l$ et $s = 1$ et dans la deuxième bande retenue, les combinaisons : $f_{iy} = f_1 + y(f_1 - f_2) - f_0$ donc telles que $k+1 = -l$ et $s = -1$ où x et y sont des nombres entiers caractérisant le rang de la combinaison de fréquence (voir fig. 2).

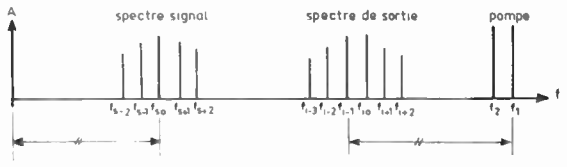


Fig. 2.

Toutes les autres combinaisons de fréquence telles que $k \neq -l$ avec $s \neq 1$ et $k+1 \neq -l$ avec $s \neq -1$ seront supposées être en circuit ouvert au niveau de la diode, donc leur courant sera supposé nul.

Le schéma de l'amplificateur est alors donné par la figure 3, où $\mathcal{F}_s$ et $\mathcal{F}_i$ sont des filtres se présentant comme des courts-circuits aux fréquences d'indice correspondant et comme des circuits ouverts pour toutes les autres fréquences.

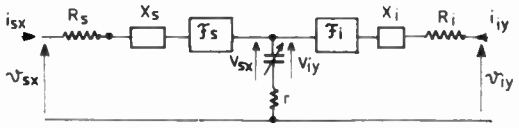


FIG. 3.

X_s et X_i sont des réactances d'accord de la diode aux fréquences f_s et f_i,

R_s est la résistance de source du mélangeur à la température T_s, engendrant la forme électromotrice de bruit :

$$e_{bx}^2 = 4kT_s\Delta f R_s$$

R_i est la résistance de charge en mélangeur à la température T_i, engendrant la force électromotrice de bruit :

$$e_{by}^2 = 4kT_i\Delta f R_i$$

r est la résistance de perte de la jonction à la température T_d, engendrant la force électromotrice de bruit :

$$e_d^2 = 4kT_d\,\Delta f\, r$$

$v_{sx} = E_s + e_{bx} + e_d$: est la force électromotrice totale apparaissant aux bornes extérieures du circuit signal ;

E_s : est la force électromotrice de la source ;

$v_{iy} = e_{by} + e_d$ est la force électromotrice totale aux bornes extérieures du circuit idler ;

$i_{sx} = I_{sx}$ et $i_{iy} = I_{iy}$ sont les amplitudes du courant traversant la diode aux fréquences d'indice correspondant ;

Z_{sx} et Z_{sy} sont les impédances totales des circuits signal et idler aux fréquences f_{sx} et f_{sy}.

De la relation fondamentale (1) précédente reliant les amplitudes de la tension et du courant des différentes combinaisons de fréquence aux bornes de la diode, on déduira, dans le cas particulier précédent, la relation entre les courants et les tensions aux bornes d'entrée et de sortie du mélangeur. En supposant de plus une jonction abrupte pompée en courant, donc les coefficients $S_{mn} = 0$ pour $n \neq 0,1$ et $m \neq 1,0$, la relation peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$
\begin{array}{|c|c|ccccccc|c|}
\hline
\vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
v^*_{i-2} & & Z^*_{i-2} & \dfrac{S^*_{01}}{j\omega_{s+1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & i^*_{i-2} \\
v_{s+1} & & -\dfrac{S_{01}}{j\omega_{i-2}} & Z_{s+1} & -\dfrac{S_{10}}{j\omega_{i-1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & i_{s+1} \\
v^*_{i-1} & & 0 & \dfrac{S^*_{10}}{j\omega_{s+1}} & Z^*_{i-1} & \dfrac{S^*_{01}}{j\omega_{s_0}} & 0 & 0 & 0 & i^*_{i-1} \\
v_{s_0} & = & 0 & 0 & -\dfrac{S_{01}}{j\omega_{i-1}} & Z_{s_0} & -\dfrac{S_{10}}{j\omega_{i_0}} & 0 & 0 & i_{s_0} \\
v^*_{i_0} & & 0 & 0 & 0 & \dfrac{S^*_{10}}{j\omega_{s_0}} & Z^*_{i_0} & \dfrac{S^*_{01}}{j\omega_{s-1}} & 0 & i^*_{i_0} \\
v_{s-1} & & 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{S_{01}}{j\omega_{i_0}} & Z_{s-1} & -\dfrac{S_{10}}{j\omega_{i+1}} & i_{s-1} \\
v^*_{i+1} & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dfrac{S^*_{10}}{i\omega_{s-1}} & Z^*_{i+1} & i^*_{i+1} \\
\vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
\hline
\end{array}
$$

2.5. CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES MÉLANGEURS

Les deux caractéristiques essentielles du mélangeur sont :

2.5.1. *Gain*

Le gain de conversion $G_{s0,iy}$, du signal f_{s0} sur une des fréquences de sortie f_{iy}, est défini comme le rapport de la puissance dissipée dans la charge, à la puissance maximale disponible de la source. On a donc :

$$G_{s_0,iy} = \frac{R_i|i_{iy}|^2}{\dfrac{|E_s|^2}{4R_s}} = 4R_sR_i\left|\frac{\Delta_{s_0,iy}}{\Delta}\right|^2$$

où Δ est le déterminant total de la matrice précédente ;

et $\Delta_{s0,ty}$ est le mineur relatif à la ligne V_{s0} et à la colonne I_{ty}, obtenu en supprimant la ligne et la colonne correspondante dans le déterminant précédent.

Les caractéristiques du mélangeur peuvent donc être calculées directement à partir de sa matrice caractéristique. Il est cependant intéressant de chercher le schéma de Thévenin du mélangeur à ses bornes d'entrée afin de mieux analyser ses propriétés générales.

En développant en fraction continue la matrice générale, on obtient l'équation suivante :

$$v_{s_0} = \left[Z_{s_0} - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{s_0}\omega_{i-1}}{Z_{i-1}^* - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{i-1}\omega_{s+1}}{Z_{s+1} - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{s+1}\omega_{i-2}}{Z_{i-2}^* - \dots}}} - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{s_0}\omega_{i_0}}{Z_{i_0}^* - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{i_0}\omega_{s-1}}{Z_{s-1} - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{s-1}\omega_{i+1}}{Z_{i+1}^* - \dots}}} \right] i_{s_0}$$

$$+ \cfrac{S_{01}/j\omega_{i-1}}{Z_{i-1}^* - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{i-1}\omega_{s+1}}{Z_{s+1} - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{s+1}\omega_{i-2}}{Z_{i-2}^* - \dots}}} \left[v_{i-1}^* + \cfrac{S_{10}/j\omega_{s+1}}{Z_{s+1} - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{s+1}\omega_{i-2}}{Z_{i-2}^* - \dots}} \left[v_{s+1} + \cfrac{S_{01}/j\omega_{i-2}}{Z_{i-2}^* - \dots} \left[v_{i-2}^* + \dots \right. \right. \right.$$

$$+ \cfrac{S_{10}/j\omega_{i_0}}{Z_{i_0}^* - \cfrac{S_{01}^2/\omega_{i_0}\omega_{s-1}}{Z_{s-1} - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{s-1}\omega_{i+1}}{Z_{i+1}^* - \dots}}} \left[v_{i_0}^* + \cfrac{S_{01}/j\omega_{s-1}}{Z_{s-1} - \cfrac{S_{10}^2/\omega_{s-1}\omega_{i+1}}{Z_{i+1}^*}} \left[v_{s-1} + \cfrac{S_{10}/j\omega_{i+1}}{Z_{i+1}^* - \dots} \left[v_{i+1}^* + \dots \right. \right. \right. \right.$$

2.5.2. *Température de bruit*

La température de bruit T_T du mélangeur est, par définition, la température à laquelle devrait être portée la source, pour obtenir la même puissance de bruit à la sortie, elle a pour valeur :

$$kT_T\Delta f = \frac{e_{bT}^2}{4R_s}$$

où $e^2{}_{bT}$ est la tension de bruit totale ramenée à l'entrée, la source étant supposée sans bruit dans le canal d'entrée :

$$e_{br}^2 = e_d^2 + \sum_{x=\pm 1}^{x=\pm n} (e_{bx}^2 + e_{dx}^2) G_{sx,s_0}^2 + \sum_{y=0}^{y=\pm n} (e_{by}^2 + e_{dx}^2) G_{iy,s_0}^2$$

$G_{sx,\,s_0} = \dfrac{\Delta_{sx,\,sx}}{\Delta_{s_0,\,sx}}$: gain de conversion en tension de la fréquence f_{sx} à la fréquence f_{s0}

$G_{iy,\,s_0} = \dfrac{\Delta_{iy,\,iy}}{\Delta_{s_0,\,iy}}$: gain de conversion en tension de la fréquence f_{ty} à la fréquence f_{s0}.

La température de bruit du mélangeur à deux pompes est donc :

$$T_T = T_d \frac{r}{R_s} + \left(T_d \frac{r}{R_s} + T_s \right) \sum_{x=\pm 1}^{\pm n} G_{sx,\,s_0}^2 + \left(T_d \frac{r}{R_s} + T_i \frac{R_i}{R_s} \right) \sum_{y=0}^{\pm n} G_{iy,\,s_0}^2.$$

Equation de la forme :

$$v_{s_0} = Z_e\, i_{s_0} + K_1 \left[v_{i-1}^* + K_2 \left[v_{s+1} + K_3 \left[v_{i-2}^* + \dots \right. \right. \right.$$

$$+ K_1' \left[v_{i_0}^* + K_2' \left[v_{s-1} + K_3' \left[v_{i+1}^* + \dots \right. \right. \right.$$

où $Z_e = v_{s_0}/i_{s_0}$ est l'impédance d'entrée du mélangeur lorsque toutes les forces électromotrices v_{sx} et v_{sy} sont nulles.

et $K_1 = \left| \dfrac{v_{s_0}}{v_{i-1}^*} \right|_{i_{s_0}=0} = G_{i-1,\,s_0}$

et $K_1' = \left| \dfrac{v_{s_0}}{v_{i_0}^*} \right|_{i_{i_0}=0} = G_{i_0,\,s_0}$

sont les gains de conversion en tension des fréquences f_{i-1} et f_{i0} sur la fréquence signal f_{s_0}

$$K_1 K_2 = G_{s+1,\,s_0} \text{ et } K_1' K_2' = G_{s-1,\,s_0}$$

sont les gains de conversion en tension des fréquences f_{s+1} et f_{s-1} sur le signal fondamental f_{s0}, et ainsi de suite.

L'impédance d'entrée du mélangeur a deux pompes, dans le cas où les deux pompes sont d'amplitudes égales, $S_{10} = S_{01}$, peut se mettre sous la forme :

$$Z_e = Z_{s_0} + \cfrac{1}{-\cfrac{Z_{i-1}^*\omega_{s_0}\omega_{i-1}}{S_{01}^2} + \cfrac{1}{Z_{s+1}\cfrac{\omega_{s+1}}{\omega_{s_0}} + \cfrac{1}{-\cfrac{Z_{i-2}^*\omega_{s_0}\omega_{i-2}}{S_{01}^2} + \dots}}} + \cfrac{1}{-\cfrac{Z_{i_0}^*\omega_{s_0}\omega_{i_0}}{S_{01}^2} + \cfrac{1}{Z_{s-1}\cfrac{\omega_{s-1}}{\omega_{s_0}} + \cfrac{1}{-\cfrac{Z_{i+1}^*\omega_{s_0}\omega_{i+1}}{S_{01}^2} + \dots}}}$$

Cette impédance est donc égale à l'impédance du circuit d'entrée, en série avec deux filtres en échelle correspondant aux deux développements en fraction continue. Le mélangeur peut donc être représenté par le schéma équivalent (fig. 4) où Z_e est l'impédance entre les bornes 11′ où $A_{iy} = -Z_{iy}^{*}\omega_{s_0}\omega_{iy}/S_{01}^2$ sont les admittances des bras parallèles des filtres en échelle. Elles sont égales à l'impédance du circuit de sortie du mélangeur à la fréquence correspondante, divisées par le produit des coefficients de couplage, ici négatif.

La partie réelle de ces admittances est donc négative. Nous sommes en présence d'un circuit à résistance négative pouvant amplifier, voire osciller.

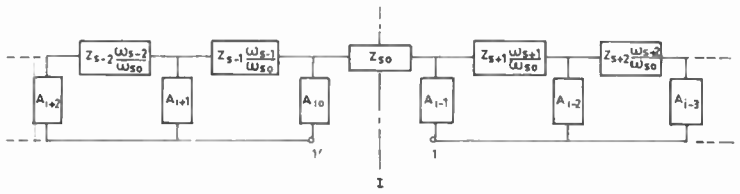


FIG. 4.

Pour obtenir les caractéristiques optimales du mélangeur et des gains de conversion $G_{s0,iy}$ égaux, nous choisirons les amplitudes des deux pompes égales et maximales afin d'obtenir des coefficients de non-linéarité égaux $S_{01} = S_{10}$ et maximaux. Cette première condition permet d'obtenir des résistances négatives les plus élevées possibles, donc les meilleures conditions d'amplification.

Nous supposerons ensuite que les réactances d'accord du circuit signal X_s et du circuit de sortie X_i sont remplacées par des filtres à pôles multiples, tels que l'impédance totale du circuit signal et du circuit de sortie soient réelles dans des bandes égales et maximales $Z_s = R_s + r$, $Z_i = R_i + r$, et rejetant toutes les autres fréquences en dehors de leur bande. Cette deuxième condition permet d'obtenir des circuits purement résistifs, sans réactif venant shunter les résistances négatives. Ces filtres sont théoriquement réalisables avec des bandes limitées par l'élastance moyenne de la diode et la valeur des résistances de source R_s et de charge R_i nécessaires pour obtenir un gain donné (loi de Bode). Remarquons que la condition d'égalité des bandes impose alors le rapport des résistances de source et de charge du mélangeur.

La bande de fonctionnement du mélangeur étant en pratique faible, nous ferons l'approximation :

$$\frac{\omega_{s0}}{\omega_{sx}} \simeq 1 \qquad \text{et} \qquad \frac{\omega_{i0}}{\omega_{iy}} \simeq 1.$$

Dans ces conditions, l'impédance d'entrée du mélangeur est réelle et égale à :

$$\frac{Z_e}{2} = \frac{R_s+r}{2} + \cfrac{1}{-\cfrac{(R_i+r)\omega_s\omega_i}{S_{01}^2} + \cfrac{1}{R_s+r+\cfrac{1}{-\cfrac{(R_i+r)\omega_s\omega_i}{S_{01}^2}+\cdots}}}$$

Le schéma équivalent du mélangeur est alors symétrique par rapport au plan médian comme le montre la figure 5 dans laquelle :

$$A = -\frac{(R_i+r)\omega_s\omega_i}{S_{01}^2} \qquad \text{et} \qquad Z = R_s + r$$

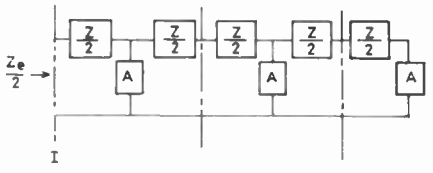


FIG. 5.

On peut décomposer ce filtre en cellules élémentaires identiques ($Z/2$, A, $Z/2$) de matrice de chaîne :

$$\begin{vmatrix} 1+\frac{AZ}{2} & Z\left(1+\frac{AZ}{2}\right) \\ A & 1+\frac{AZ}{2} \end{vmatrix} \equiv \begin{vmatrix} \operatorname{ch}\theta & Z_c \operatorname{sh}\theta \\ \frac{\operatorname{sh}\theta}{Z_c} & \operatorname{ch}\theta \end{vmatrix}$$

en posant $\operatorname{ch}\theta = 1+\frac{AZ}{2}$ et $\frac{\operatorname{sh}\theta}{Z_c} = A$.

L'impédance d'entrée du mélangeur comportant $2n$ cellules, n étant le nombre de multipinceaux, est alors :

$$\frac{Z_e}{2} = Z_c \coth n\theta$$

ou $$\operatorname{ch}\theta = 1 - \frac{(R_s+r)(R_i+r)\omega_s\omega_i}{2\,S_{01}^2}.$$

Ceci suppose que le schéma équivalent se termine par une admittance, ce qui est le cas, puisque la condition de bande passante égale impose $2n-1$ fréquences signal pour $2n$ fréquences de sortie.

L'impédance d'entrée du mélangeur s'annule donc pour les racines de $\operatorname{ch} n\theta = 0$

ou $\operatorname{ch}\theta = 1 - \frac{1}{2x}$ en posant $x = \frac{S_{01}^2}{\omega_s\omega_i(R_s+r)(R_i+r)}$;

ce sont les racines du polynôme de Tchebyshev d'ordre n.

$$T_n\left(1-\frac{1}{2x}\right) = 0$$

Ces racines sont réelles si :

$$-1 < 1 - \frac{1}{2x} < +1, \qquad \text{donc si} \quad \frac{1}{4} < x < \infty.$$

On a alors, en posant $\theta = ja$.

$$\cos na = 0 \quad \text{pour} \quad a = \frac{\pi}{2n} + \frac{k\pi}{n}$$

donc $$1 - \frac{1}{2x} = \cos\left(\frac{\pi}{2n} + \frac{k\pi}{n}\right)$$

les racines sont :

$$x_k = \frac{1}{4\sin^2\left(\frac{\pi}{4n} + \frac{k\pi}{2n}\right)} = \frac{S_{01}^2}{\omega_s\omega_i(R_s+r)(R_i+r)}.$$

On peut donc régler le produit des résistances de source R_s+r et de charge R_i+r du mélangeur pour obtenir, pour une diode et un rapport de conversion donnés, une résistance totale d'entrée du mélangeur tendant vers zéro.

La résistance totale d'entrée étant proportionnelle au déterminant de la matrice générale et les gains de conversion de la fréquence signal sur une quelconque

$$T_T \simeq nT_s \left[\frac{1-2x_k}{2x_k}\right]^2 + T_d \frac{r}{R_s}\left[1+n\left|\frac{1-2x_k}{x_k}\right|^2+\frac{n}{4x_k}\frac{\omega_s}{\omega_i}\frac{r+R_s}{r+R_i}\right]+T_i\ \frac{R_i}{R_s}\frac{n}{4x_k}\frac{\omega_s}{\omega_i}\frac{r+R_s}{r+R_i}.$$

des fréquences de sortie étant eux-mêmes inversement proportionnels à ce déterminant, on obtiendra ainsi, en plus du gain de conversion de fréquence, un gain par résistance négative qui peut être aussi élevé que l'on désire.

Remarquons qu'avec les hypothèses précédentes :

$S_{01}=S_{10}$, $Z_{sx}=R_s+r$, $Z_{iy}=R_i+r$ et $\frac{\omega_{s0}}{\omega_{sx}} \simeq 1, \frac{\omega_{iy}}{\omega_{i0}} \simeq 1$,

la matrice générale a ses lignes et ses colonnes égales deux à deux. Les mineurs $\Delta_{s0,ty}$ sont donc sensiblement égaux, ainsi que les mineurs $\Delta_{s0,sx}$ et $\Delta_{s0,iy}$. Les gains de conversion du signal f_{s0} sur une quelconque des fréquences de sortie f_{iy} sont donc sensiblement égaux, ainsi que les gains de conversion des fréquences f_{s2} sur f_{s0} et f_{iy} sur f_{s0}. Cette approximation est d'autant plus valable que le rang n de la matrice est plus élevé.

On peut écrire le développement de la matrice générale sous la forme :

$$v_{s0} = (R_s+r)\underbrace{\left[1-2\frac{k_sk_i}{1-\frac{k_sk_i}{1-\frac{k_sk_i}{\cdots}}}\right]}_{|K_0|} i_{s0}$$

$$-j\underbrace{\frac{k_i}{1-\frac{k_sk_i}{1-\frac{k_sk_i}{\cdots}}}}_{|K_1|}\left[v_{i-1}-j\underbrace{\frac{k_s}{1-\frac{k_sk_i}{\cdots}}}_{|K_2|}\left[v_{s-1}-\cdots\right]\right]$$

$$-j\ |K_1|\left[v_{i0}-j\ |K_2|\ \left[v_{s+1}-\cdots\right]\right]$$

où $k_s=\frac{S_{01}}{\omega_s(R_s+r)}$ et $k_i=\frac{S_{01}}{\omega_i(R_i+r)}$.

On a entre les différents coefficients de cette équations les relations :

$$|K_0| = |K_1|\,k_s \qquad |K_1| = \frac{k_i}{1-k_i|K_2|} \cdots$$

Les gains de conversion d'une des fréquences de sortie sur le signal sont alors :

$$|G_{iy,\,s0}|^2 \simeq |K_1|^2 = \left|\frac{K_0}{k_s}\right|^2 \to \frac{1}{4k_s^2} = \frac{1}{4x_k}\frac{\omega_s}{\omega_i}\frac{r+R_s}{r+R_i}$$

et les gains de conversion des battements signal sur le signal fondamental sont :

$$|G_{sx,\,s0}|^2 \simeq |K_1K_2|^2 = \left|\frac{k_i-|K_1|}{k_i}\right|^2 \to \left|\frac{1-2x_k}{2x_k}\right|^2.$$

L'expression de la température de bruit devient alors :

Nous avons vu que, lorsque $k_sk_i \to x_k$, les gains de conversion $G_{s0,ty}$ du signal sur une des fréquences de sortie sont élevés, puisque Z_e tend vers zéro, donc avec les notations précédentes : K_0 tend vers 1/2.

3. Conclusion

Le calcul du mélangeur à double pompe, à bande latérale inférieure n'a été développé que dans le cas d'une jonction abrupte pompée en courant.

Si, en pratique, on dispose de jonctions abruptes, il est difficile, aux fréquences élevées, de les pomper effectivement en courant. Cependant ce cas a l'avantage de simplifier considérablement les calculs et de permettre ainsi de bien mettre en évidence le phénomène fondamental de couplage du type gyroscopique, entre les différentes fréquences véhiculées par les circuits d'entrée et de sortie du mélangeur, créant des résistances négatives, principe de l'amplification.

— On obtiendra le nombre maximal de combinaisons de fréquence d'égales amplitudes, donc le nombre maximal de pinceaux de réception, en utilisant des pompes d'amplitudes égales et maximales et des réactifs d'accord du circuit d'entrée et de sortie à pôles multiples, tels que l'impédance du circuit d'entrée et l'impédance du circuit de sortie soient réelles dans des bandes les plus larges possibles et égales. Cette bande maximale est limitée par la capacité moyenne de la diode et par la valeur des résistances de source et de charge nécessaires pour obtenir un gain donné.

Le nombre de combinaisons de fréquences retenu, donc le nombre de pinceaux de l'antenne, est limité : c'est une fonction des caractéristiques de la diode utilisée, du gain désiré et de l'écart des fréquences de pompe choisi.

— Le gain de l'amplificateur sera obtenu, pour une diode donnée, en réglant le produit des résistances de source et de charge du mélangeur. Leur rapport sera réglé pour obtenir des bandes passantes du circuit d'entrée et du circuit de sortie identiques. La fréquence centrale de pompage, donc le rapport de conversion du mélangeur, pourra être choisie afin d'optimiser le produit gain × bande du mélangeur.

— La température de bruit de cet ensemble de réception multicanal est due :

a) A la température de l'antenne T_s ramenée sur la fréquence fondamentale par les différentes combinaisons des fréquences signal. Elle est proportionnelle à ce nombre de combinaisons et dépend du réglage de l'amplificateur. Remarquons que si $x_k \to 1/2$, la contribution de l'antenne au bruit total tend vers 0.

b) A la diode elle-même pouvant être refroidie, de température T_d, qui bruite aux différentes fréquences véhiculées par les circuits d'entrée et de sortie du mélangeur. Ce bruit est proportionnel au rapport résistance de perte de la diode / résistance de source du circuit. La contribution de bruit due aux fréquences signal tend également vers zéro lorsque x_k tend vers 1/2. La contribution des fréquences de sortie, sera d'autant plus faible que la fréquence de pompe, donc que le rapport de conversion du mélangeur, sera élevé.

c) A la température de bruit de la charge du mélangeur qui peut être également refroidie (cas d'un isolateur refroidi entre le mélangeur et l'étage qui suit), ce bruit est proportionnel au rapport de conversion du mélangeur et au rapport résistance de charge du mélangeur/résistance de source. Ce dernier rapport peut être choisi élevé tout en conservant la largeur de bande de l'amplificateur si la fréquence de pompe est élevée.

Remarquons cependant que R_t ne peut être nul car le gain de conversion $G_{s0,ty} = 4R_sR_t\Delta_{s0,ty}/\Delta$, serait lui-même nul. On aura également ici un rapport de fréquence de pompe donc un rapport de conversion du mélangeur qui optimisera le facteur de bruit.

Le mélangeur à double pompe, sortant sur sa bande latérale inférieure, est donc un système à résistance négative qui doit permettre d'obtenir des gains de conversion égaux et élevés, de la fréquence signal sur un nombre fini de combinaisons de fréquences de sortie f_{in}, avec une température équivalente de bruit qui peut être rendue très faible.

4. Résultats expérimentaux

Nous avons envoyé sur un mélangeur paramétrique à simple accord, de résistance de source et de charge réglable, deux fréquences de pompe distantes de quelques mégacycles, délivrées par deux klystrons de pompe soigneusement découplés.

Ce mélangeur paramétrique, de type classique, est constitué par une diode au silicium en boîtier cartouche placée à l'extrémité d'un coaxial amenant le signal (derrière un filtre passe-bas changeur d'impédance) et en parallèle dans un guide bande X permettant d'amener d'un côté les deux pompes et de sortir de l'autre côté les combinaisons de fréquence f_{in} (entre deux filtres $\mathcal{F}_p$ et $\mathcal{F}_t$ permettant de séparer les circuits de pompe et le circuit de sortie). La fréquence centrale signal $f_s = 2{,}6$ GHz et la fréquence centrale de sortie $f_t = 8{,}2$ GHz ont été choisies respectivement au voisinage de la résonance série et parallèle de la jonction avec son boîtier.

Le nombre de combinaisons de fréquence f_{tm} apparaissant sur un analyseur de spectre placé à la sortie du mélangeur est maximal (24 environ) lorsque les fréquences des deux klystrons de pompe sont proches, lorsque leur puissance sont identiques et lorsque le gain du mélangeur est suffisamment élevé pour masquer le facteur de bruit de l'analyseur de spectre. Les résistances de source et de charge optimales sont alors voisines des résistances de source et de charges optimales du mélangeur à pompe unique.

La figure 6, photographie prise sur l'analyseur de spectre, montre le spectre constitué par les différentes raies f_{tm} obtenues pour un signal sinusoïdal. On remarquera que ce spectre est symétrique et que le gain de conversion $G_{s0,ty}$ décroît régulièrement avec le rang m de la fréquence f_{tm}, le mélangeur étudié étant un mélangeur à simple accord.

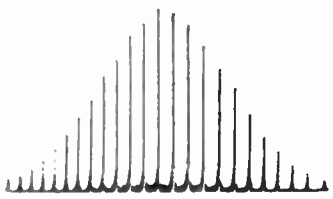


FIG. 6. — Amplificateur seul.
Signal - 70 dB/mW.
Gain 50 dB.
$\Delta f_p = 2$ MHz.

FIG. 7. — Amplificateur seul.
Signal - 110 dB/mW.
Gain 50 dB.
$\Delta f_p = 2$ MHz.

Lorsqu'on diminue le niveau du signal et qu'on pousse le gain de l'analyseur de spectre, on constatera sur la photographie (fig. 7), que les vingt premières combinaisons de fréquence sortent également du bruit. Les combinaisons d'ordre supérieur sont noyées progressivement dans le bruit, le gain de l'amplificateur sur ces fréquences n'étant plus suffisant pour masquer le facteur de bruit de l'analyseur de spectre.

4.1. Gain du mélangeur a double pompe

— Le gain très élevé du mélangeur sur les fréquences centrales f_{i0} et f_{t1} (40 à 60 dB), nécessaire pour obtenir un gain suffisant sur les combinaisons de fréquences de rang élevé, est aussi stable que le gain d'un amplificateur paramétrique classique à pompe unique, de gain compris entre 15 et 20 dB. Ceci peut être interprété en remarquant que l'on aurait le même phénomène si on avait utilisé une seule fréquence de pompe, modulée en amplitude. On aurait alors un amplificateur à résistance négative modulée périodiquement, du type des amplificateurs à superréaction, bien connus pour leur propriété de gain stable très élevé.

Notons que le mélangeur à deux fréquences de pompe et à grand gain, se sature beaucoup plus

rapidement que l'amplificateur paramétrique classique.

4.2. Bande du mélangeur a double pompe

— La bande du mélangeur à deux pompes, distantes de 2 MHz, pour un gain de 40 dB est sensiblement égale à la bande passante du mélangeur à pompe unique pour un gain de 20 dB.

Le produit gain × bande du mélangeur à double pompe de niveau donné est sensiblement constant en fonction de l'écart des fréquences des deux pompes.

Lorsque les fréquences de pompe sont rapprochées, le gain augmente, et la bande diminue ; lorsqu'on écarte les deux fréquences de pompe, le gain diminue et la bande augmente. Il existe donc un écart de fréquence de pompe maximal permettant d'obtenir un gain minimal donné, et la bande maximale.

Le produit gain × bande est évidemment lié à la surtension propre du circuit signal et du circuit de sortie du mélangeur. Comme pour l'amplificateur paramétrique classique, il faudra réduire au minimum toutes les surtensions parasites des circuits : éléments réactifs parasites des diodes, effet de longue ligne, changement d'impédance. Il est également ici tout particulièrement intéressant de chercher à utiliser des circuits à accords multiples.

4.3. Sensibilité de réception

— Le facteur de bruit du mélangeur à deux pompes, non refroidi, mesuré au tube à bruit, est légèrement plus élevé que celui du mélangeur à pompe unique. Remarquons cependant que la mesure au tube à bruit d'un amplificateur à plusieurs canaux, ne peut pas donner directement sa sensibilité tangentielle.

Nous avons donc également mesuré les performances du mélangeur au signal tangentiel, en utilisant un amplificateur sélectif à bande étroite intercalé dans la moyenne fréquence du récepteur superhétérodyne qui le suit, permettant de sélectionner successivement les impulsions des différents canaux centrés sur les fréquences f_{im}.

Nous avons obtenu dans les dix canaux, de part et d'autre de la fréquence centrale d'accord du circuit de sortie, des impulsions doublant le bruit pour un niveau de signal légèrement supérieur à celui de l'amplificateur à pompe unique mais nettement inférieur (4 à 5 dB) à celui du mélangeur standard seul. Pour les combinaisons de fréquence d'indice supérieur ($m > 10$), le rapport signal/bruit se dégrade rapidement : le mélangeur n'a plus assez de gain pour masquer le facteur de bruit du récepteur classique qui suit.

Notons que ces mesures ne sont pas effectuées dans les conditions exactes d'exploitation du mélangeur multicanal. Il faudrait simuler la réception d'une antenne froide réelle, en utilisant, par exemple, un atténuateur signal, porté à la température de l'azote ou de l'hydrogène liquide.

4.4. Vérification des lois de phase

— La vérification des lois de phase et la reproductibilité des mélangeurs ont été étudiées sur deux mélangeurs identiques insérés dans le circuit de test dont le schéma est donné figure 8.

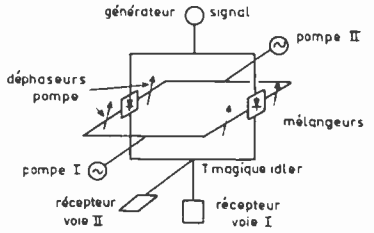


FIG. 8.

Le signal est divisé en deux voies identiques en amplitude et phase vers les deux mélangeurs. Les deux pompes sont également divisées en deux voies identiques vers les mélangeurs mais avec des déphaseurs variables dans chaque voie. Les sorties du mélangeur sont reconstituées grâce à des voies identiques sur un T magique. Un récepteur est placé sur la voie somme et un autre sur la voie différence. La figure 9 donne la vue d'ensemble du montage de test.

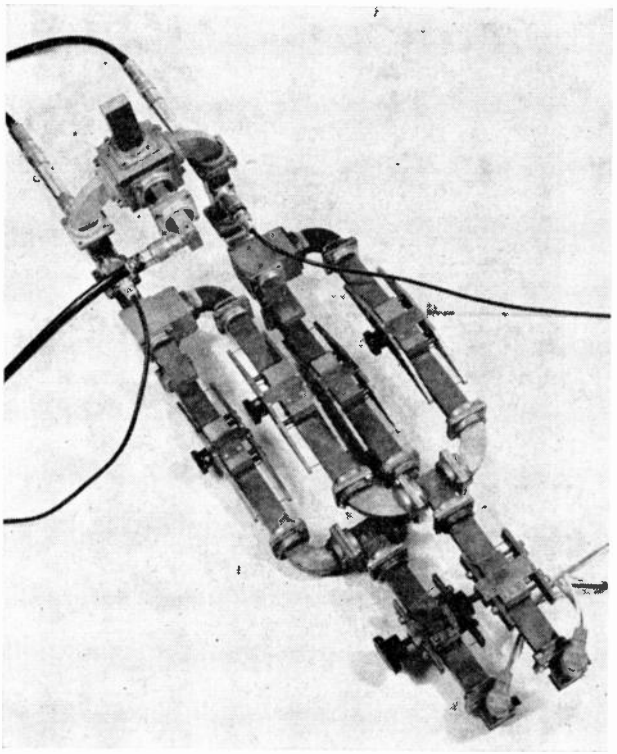


FIG. 9.

Lorsque le signal et les deux pompes arrivent en phase sur le mélangeur, les fréquences f_{in} s'ajoutent dans la voie somme du T magique et on ne retrouve rien dans la voie différence. Ainsi que le montre la figure 10 photographies prises sur un analyseur de spectre placé dans chacune des voies de sortie du T magique.

Comparaison des phases de deux mélangeurs

signal - 50 dB/mW

$\Delta F_q = 5$ MMz - $G_{so,to} = 30$ dB.

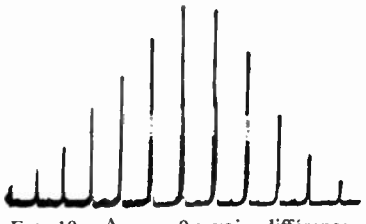


FIG. 10*a*. $\Delta\varphi_p = 0$; voie différence.

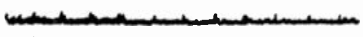


FIG. 10*b*. $\Delta\varphi_p = 0$, voie somme.

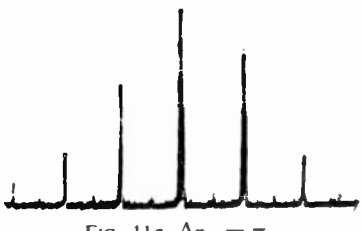


FIG. 11*a*. $\Delta\varphi_p = \pi$.

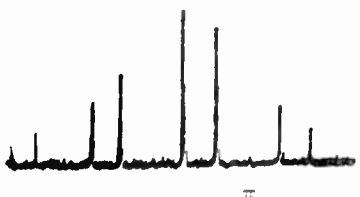


FIG. 11*b*. $\Delta\varphi_p = \frac{\pi}{3}$.

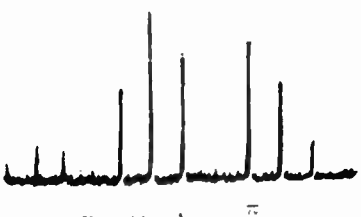


FIG. 11*c*. $\Delta\varphi_p = \frac{\pi}{2}$.

Si on déphase de π une des deux pompes, les fréquences différences fondamentales $f_p - f_s$ correspondantes sortant des deux mélangeurs arrivent en opposition de phase sur le T magique, elles sont sommées dans la voie différence, et s'annulent dans la voie somme. Les différentes combinaisons de fréquences se retrouvent alternativement dans la voie somme et dans la voie différence, selon la loi théorique $\Delta\phi_{im} = m\Delta\phi_p = m\pi$, ainsi que le montre la figure 11*a*.

Si on déphase de $\pi/3$ une des pompes, on supprimera alors une combinaison sur trois dans la voie différence (fig. 11*b*). Si on déphase de $\pi/2$, on supprime alors une combinaison de fréquence sur quatre (fig. 11*c*).

Du niveau maximal des ondes en opposition de phase, on peut déduire la différence d'identité des deux mélangeurs en amplitude et phase.

L'erreur maximale entre les deux mélangeurs utilisés ici est inférieure à 1 dB en amplitude et 8° en phase dans toute la bande passante.

5. Conclusion

Notons que si les résultats expérimentaux confirment la possibilité d'obtenir simultanément 12 à 24 pinceaux de réception, selon l'écart de fréquence de pompe désiré, avec une sensibilité nettement supérieure à celle d'un récepteur superhétérodyne classique et avec des erreurs de phase largement inférieures à la précision exigée par le type d'antenne réseau, cette antenne de réception exige un réglage assez délicat de chaque mélangeur.

Les amplitudes de la pompe doivent être réglées et constantes à 0,2 dB près. Un isolateur de taux d'onde stationnaire inférieur à 1,2 doit être placé à l'entrée de chaque mélangeur. On doit également conserver, en plus du choix du point de polarisation de la diode, un réglage fin de chaque circuit de sortie des mélangeurs.

Remarquons bien que l'ensemble des précautions précédentes, indispensables pour obtenir les performances annoncées, sont malheureusement dues au principe même de fonctionnement. Ce sont des mélangeurs à résistances négatives. Leur sensibilité à toute variation de l'amplitude de la pompe ou de l'impédance des circuits de source et de charge est due au fait que, pour obtenir un gain important, on est obligé de travailler au voisinage de l'auto-oscillation du mélangeur. Le double pompage présente cependant une stabilité à grand gain grâce à son fonctionnement du type « super-réaction », bien meilleure que celle des amplificateurs paramétriques classiques. Ce système n'en demeure pas moins un système de haute performance, mais de réglage délicat.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MANLEY J. and ROWE E. — Some general properties of non linear elements. *Proc. IRE.* Vol. 44, July 1956.

[2] GETSINGER and MATTHAEI. — Design of up converter and Parametric amplifier. *IEE Transaction MTT*, janvier 64.

[3] PONFIELD et RAFUSE. — Varactor Applications. M.I.T. Press.

BRUITS COSMIQUES EN MICRO-ONDES

PAR

A. BOISCHOT

Observatoire de Meudon

1. Introduction

Il est bien connu que la sensibilité des systèmes de réception radioélectrique est limitée par la quantité de bruit qui s'ajoute au signal, à la sortie des récepteurs. Ce bruit provient, d'une part du récepteur lui-même, d'autre part de tous les bruits incohérents captés par l'antenne, et qui sont principalement des bruits naturels, cosmiques ou terrestres.

Jusqu'à ces dernières années, le bruit des récepteurs était bien supérieur à cette deuxième composante et le problème des bruits cosmiques ne se posait guère. Avec l'apparition des récepteurs à faible bruit, il en est autrement et il est intéressant de faire l'inventaire des différentes sources de bruit qui peuvent être captées.

Mis à part ce côté nuisible du bruit cosmique, son étude est importante, car ses sources peuvent être utilisées pour l'étude du diagramme des antennes, et la mesure de leur rendement. En effet, l'étalonnage des systèmes de grandes dimensions que l'on utilise de plus en plus couramment est difficile, sinon impossible, à l'aide d'un émetteur terrestre auxiliaire. Celui-ci doit, en effet, être placé dans la zone de Fraunhoffer de l'antenne, pour éviter de faire des corrections trop importantes, c'est-à-dire à une distance de l'ordre de

$$D \# 4\frac{d^2}{\lambda}$$

d étant la dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde utilisée. Cette distance étant souvent considérable, il est préférable d'utiliser les sources naturelles, mais cela oblige alors à bien connaître leurs caractéristiques : direction, intensité, variations, polarisation, etc.

2. Bruits naturels

Les bruits naturels peuvent être divisés en deux grandes classes : les bruits d'origine terrestre et les bruits extraterrestres. La liste en est donné sur le tableau I. Leur importance respective dépend de la fréquence que l'on considère. Les bruits cosmiques ont un spectre généralement décroissant avec la fréquence, à l'inverse du bruit terrestre. Il en résulte que la contribution des premiers, qui est prépondérante sur ondes décimétriques et métriques, devient beaucoup plus faible sur ondes plus courtes.

TABLEAU I

BRUITS NATURELS	
BRUITS D'ORIGINE TERRESTRE	BRUITS D'ORIGINE COSMIQUE
Vapeur d'eau atmosphérique	Bruit galactique
Autres constituants de l'atmosphère	Soleil
Nuages	Lune
Précipitations	Planètes
Sol	Radiosources diverses
Radome	

3. Le bruit galactique [1]

Sa découverte par l'Américain K. JANSKY en 1932 marque le début de la Radioastronomie. On sait maintenant qu'il est dû à deux composantes distinctes, l'une à symétrie à peu près sphérique, qui provient d'un halo de particules relativistes entourant toute notre galaxie, l'autre qui se superpose à la

précédente dans la région du plan galactique. Vue de la Terre cette dernière se présente comme une bande brillante, de quelques degrés de largeur, suivant le tracé de la Voie Lactée.

Ces sources ayant des dimensions étendues devant les lobes des antennes généralement utilisées, on peut exprimer leur intensité par leur température de brillance, température que devrait avoir un corps noir pour émettre, sur la fréquence considérée, le flux d'énergie observé. Comme la galaxie n'est pas un corps noir, la température de brillance sera variable avec la fréquence. La température de brillance est aussi celle que prendra une antenne dirigée dans la direction correspondante, si son lobe est plus étroit que la source, au rendement de l'antenne près.

La figure 1 montre un exemple de carte d'isophotes de la galaxie déterminées sur 400 MHz, en coordonnées équatoriales célestes, ascension droite et déclinaison. On y remarque un fond à peu près continu, de l'ordre de 10 unités (25 °K) et une bande beaucoup plus brillante suivant la Voie Lactée. Il se superpose d'ailleurs à cette bande des sources de petites dimensions dont nous parlerons tout à l'heure.

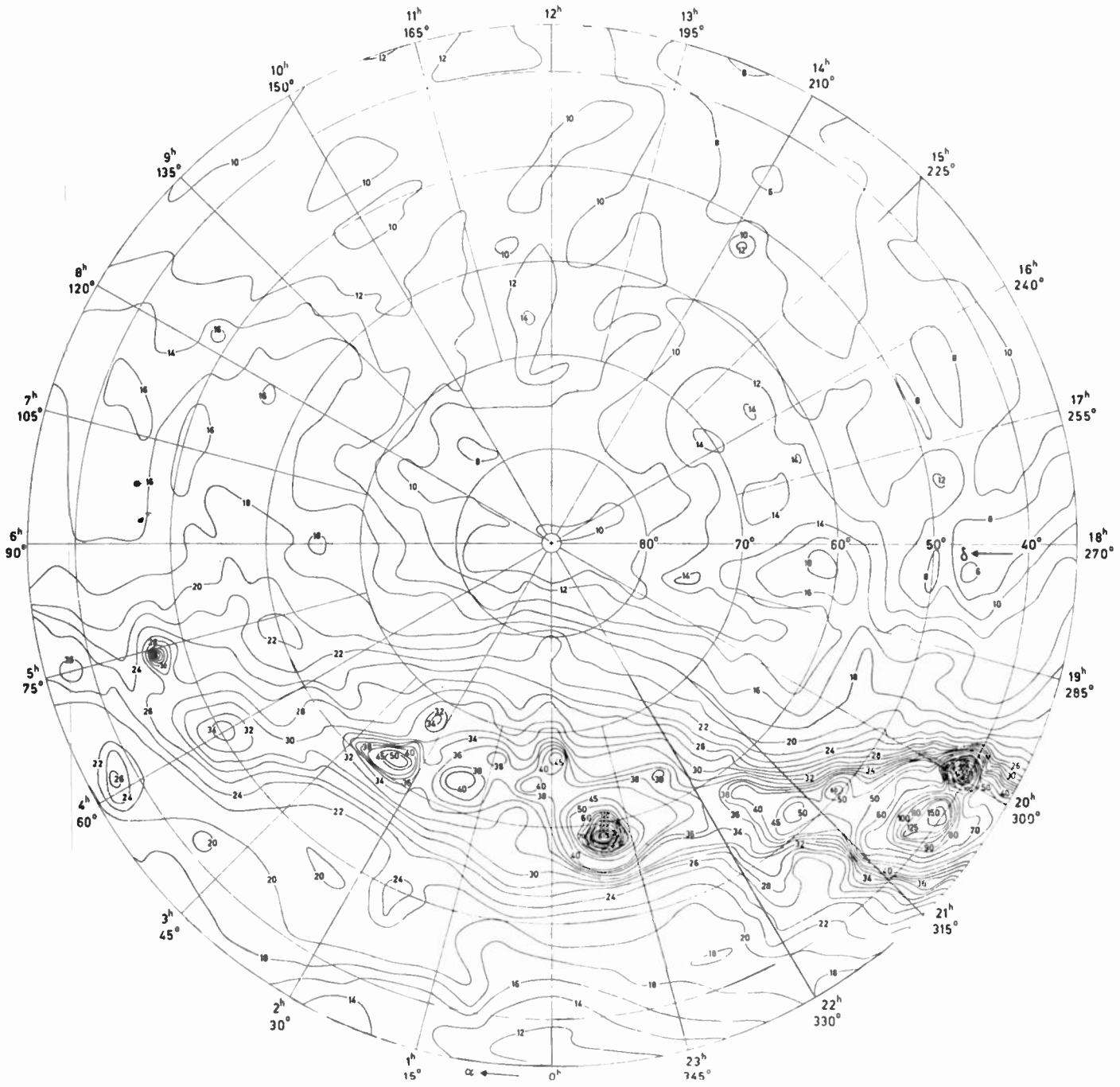


FIG. 1. — Carte du bruit galactique sur 400 MHz dans les régions de déclinaisons supérieures à 35°.

La figure 2 donne le spectre de l'émission galactique (température de brillance en fonction de la fréquence) sur la crête galactique et dans une région éloignée. On constate que le bruit correspondant est très important sur ondes métriques, pouvant atteindre plusieurs centaines ou milliers de degrés. C'est la raison principale du peu d'intérêt des récepteurs à très faible bruit dans cette gamme d'ondes : si l'antenne reçoit déjà plusieurs centaines de degrés du ciel, peu importe que le récepteur en fournisse 10 ou 50.

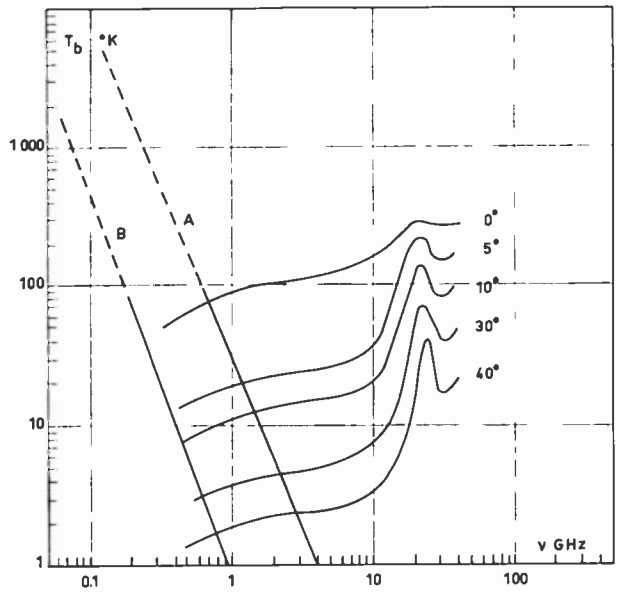


FIG. 2. — Spectre du bruit galactique dans la direction du centre galactique (*A*) et dans la direction du pôle (*B*). Les autres courbes donnent la température de bruit provenant de l'atmosphère terrestre pour différentes élévations de la direction visée.

Mais on constate aussi que ce bruit diminue rapidement quand la fréquence augmente. La température de brillance varie en $\nu^{-2,5}$, en première approximation suivant la même loi en tous les points du ciel. Il en résulte qu'en micro-ondes (par exemple pour $\nu > 1$ GHz) le bruit galactique sera faible. Il est cependant susceptible d'ajouter au bruit du système une température de quelques degrés, qui peut n'être pas négligeable dans le cas où on utilise des masers. Mais la contribution de l'atmosphère terrestre est alors bien supérieure, comme le montre la figure 2.

4. Le soleil [2], [3]

C'est la source la plus intense du ciel dans le domaine qui nous intéresse. Il constitue une source importante de bruit même quand il est reçu dans les lobes secondaires de l'antenne.

On peut encore diviser son émission en deux composantes : une émission quasi stable qui est l'émission thermique de l'atmosphère solaire, et des « sursauts radioélectriques » qui ne s'observent qu'après quelques grandes manifestations de l'activité solaire, les éruptions chromosphériques.

La première est due au rayonnement free-free (par transitions hyperboliques) des électrons de la chromosphère et de la couronne, les deux couches les plus externes de l'atmosphère solaire. Mais l'origine de l'émission est d'autant plus élevée que la fréquence est basse. Cela est dû au fait que le gaz solaire, qui est un plasma, constitue un filtre passe-haut pour les ondes radio, la fréquence de coupure étant fonction de la densité électronique. Cette fréquence est la fréquence propre du plasma, soit :

$$f_0 = \sqrt{\frac{N_e e^2}{\varepsilon_0 m}},$$

ou

$$f_0 = 9\sqrt{N_e} \quad (MKS) .$$

Puisque N_e décroît quand on s'éloigne du Soleil, il en sera de même de f_0 : les fréquences basses seront émises à des altitudes plus élevées que les hautes fréquences.

Sur ondes métriques, le diamètre apparent du soleil sera donc supérieur à son diamètre visible (qui est égal à 30'), et la température observée sera celle de la couronne solaire, de l'ordre du million de degrés. Par contre l'émission des ondes millimétriques et centimétriques se fera dans les couches basses de l'atmosphère solaire, photosphère et chromosphère, dont les températures sont beaucoup plus faibles, de 5 000 à 25 000 °K. Le Soleil radio sera alors pratiquement égal au disque visible.

Sur la figure 3, on a porté la densité de flux du soleil en fonction de la fréquence. C'est la densité spectrale d'énergie au niveau de la terre, et elle est exprimée en watts par mètre carré de surface réceptrice et par hertz de bande passante. On peut exprimer facilement l'intensité du rayonnement dans la bande B d'une source de densité de flux S par la valeur du champ E en μV/m :

$$E = (Z_0 S B)^{1/2}$$

Z_0 étant l'impédance du vide (377 Ω).

En réalité, cette composante n'est pas parfaitement constante. D'une part parce que les caractéristiques de l'atmosphère solaire varient légèrement pendant le cycle d'activité de 11 ans ; d'autre part parce qu'il se superpose à l'émission de l'atmosphère dans son ensemble, celle de régions plus chaudes et plus denses de la couronne situées au-dessus des taches. Cela donne une composante lentement variable quasi périodique à 27 jours (période de rotation du soleil sur lui-même) qui est très intense entre 50 cm et 3 cm de longueur d'onde. Pour des longueurs d'onde plus courtes elle ne dépasse guère quelques pourcents du rayonnement total du soleil.

Les *sursauts* solaires sont extrêmement intenses sur ondes métriques où ils peuvent atteindre plus de 1 000 fois le flux total du soleil calme, mais leur importance décroît avec la longueur d'onde. En micro-ondes, ils atteignent parfois le niveau du soleil calme, mais sont beaucoup moins intenses, en général. Leur durée est de quelques heures au plus, ce qui les rend peu nuisibles d'un point de vue brouillage, mais inutilisables pour l'étalonnage des antennes. Cependant, si l'on veut calibrer une antenne à l'aide du Soleil,

il faudra y prendre garde, surtout en période de maximum d'activité solaire où on peut en observer plusieurs dans une même journée.

La figure 3 donne le spectre des principales émissions solaires. Pour les fréquences inférieures à 10 GHz le soleil est difficile à utiliser comme étalon, car son émission varie sensiblement avec le nombre de taches visibles à sa surface. Par contre, en ondes millimétriques, sa température est pratiquement constante, et voisine de celle de la photosphère, soit 6 000 à 8 000 °K.

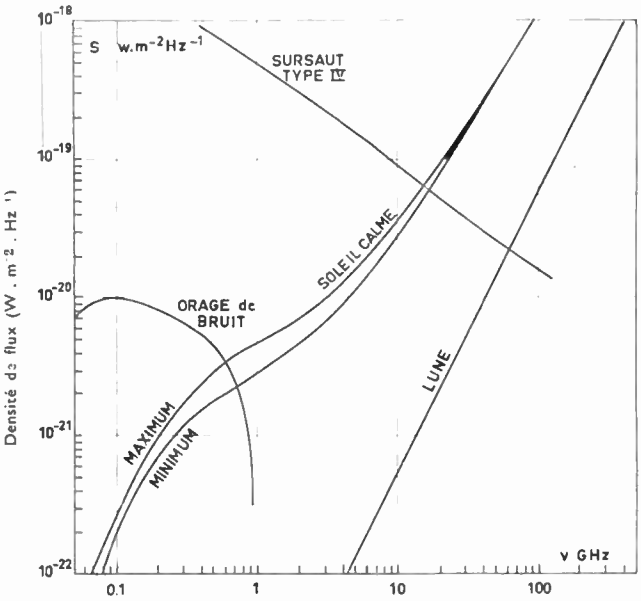


FIG. 3. — Spectre des émissions solaires.

5. La lune [4]

C'est aussi une source intense en micro-ondes. Elle émet le rayonnement thermique d'un corps noir, et la mesure du flux reçu sur Terre permet de mesurer la température de sa surface.

A cause des différences d'éclairement des différents points de cette surface par le Soleil, la Lune ne se présentera pas comme un disque de brillance uniforme. Si nous considérons la température moyenne du disque celle qui intervient quand on utilise une antenne dont le lobe est supérieur aux 30′ du diamètre lunaire, on s'aperçoit qu'elle varie avec la lunaison, de manière différente suivant la fréquence.

On peut, en première approximation, représenter cette température par une formule du type :

$$T = T_{e0} + T_{e1} \cos(\Omega t - \zeta)$$

T_{e0} est une constante égale à 220 ± 10 °K sur toutes les fréquences. T_{e1} est l'amplitude de la modulation au cours de la lunaison. Elle croît quand la fréquence augmente, d'une valeur nulle pour $\nu = 3$ GHz à 100 °K pour $\nu = 100$ GHz. De plus, sur les très hautes fréquences, la modulation n'est plus sinusoïdale, mais suit une loi plus complexe.

Les variations de la température lunaire en micro-ondes sont donc loin d'être négligeables, et il faudra en tenir compte si on utilise la Lune comme source étalon pour calibrer les antennes.

Si le lobe à étudier est très étroit, bien inférieur à 30′, il faudra aussi tenir compte de la distribution des températures sur le disque lunaire, car des différences sensibles existent entre les différents reliefs, comme les « mers » et les « cratères ». Ajoutons que la distance de la Terre à la Lune varie légèrement au cours de la lunaison, et que la correction correspondante sur ses dimensions et son flux devra être apportée.

REMARQUE

Une remarque doit être faite au sujet du calcul de la température d'antenne que l'on obtient en observant la Lune ou le Soleil. Les antennes utilisées ont souvent un lobe principal de dimensions inférieures à celle de la source.

La température d'antenne est alors liée à la température de brillance par la formule :

$$T_a = \rho T_b$$

où ρ est le *rendement en lobe* de l'antenne.

On définit habituellement le rendement d'un réflecteur par le rapport de son aire effective à sa surface physique. Mais ceci définit le *rendement « en surface »* qui caractérise seulement l'antenne dans la direction du maximum du diagramme.

Si la source couvre à peu près le lobe principal, ce n'est pas ce rendement qu'il faudra utiliser mais le rendement en lobe, qui doit tenir compte du gain de l'antenne dans tout le lobe principal.

A l'émission, par exemple, il se définit, comme le rapport de l'énergie émise dans tout le lobe principal à l'énergie totale émise par l'antenne.

Si $g(\theta, \varphi)$ est le gain de l'antenne dans une direction (θ, φ), on aura :

$$\rho = \frac{\int_{L.ppl} g(\theta, \varphi)\, d\Omega}{\int_{4\pi} g(\theta, \varphi)\, d\Omega}$$

ce rendement est généralement supérieur au rendement en surface.

Si on connait seulement la forme du lobe principal, et le rendement en surface η, il est possible de calculer ρ par la formule :

$$\rho = \eta \times \frac{\text{Surface de l'antenne}}{\lambda^2} \int_{L.ppl} g'(\theta', \varphi)\, d\Omega$$

g' étant le gain de l'antenne normalisé de façon à être égal à l'unité dans la direction du maximum du lobe.

6. Les planètes [5]

Ce sont des sources radio assez intenses, particulièrement sur les ondes les plus courtes, et qui peuvent être utilisées pour l'étalonnage des systèmes très

sensibles. Elles ont l'avantage d'être des sources très petites dont les dimensions sont bien connues.

Leur émission principale est aussi celle du corps noir, dont le spectre est donné par la loi de Planck, ou, avec une approximation suffisante en radio, par la loi de Rayleigh

$$B = \frac{2kT}{\lambda^2}$$

B est la brillance spectrale énergétique sur la source. La densité de flux reçue sur Terre varie comme la surface apparente de la source, c'est-à-dire comme le carré de sa distance. L'intensité des planètes sera donc très variable au cours de l'année, suivant leur position par rapport à la Terre. Elles seront le plus facilement détectables lors de leur opposition, pour des planètes extérieures, et de leur conjonction inférieure pour Vénus et Mercure.

La figure 4 montre l'intensité que l'on reçoit des planètes lorsqu'elles occupent ces positions. Le trait continu correspond à la loi de Rayleigh dont la formule a été donnée ci-avant, et le trait interrompu aux densités de flux effectivement observées.

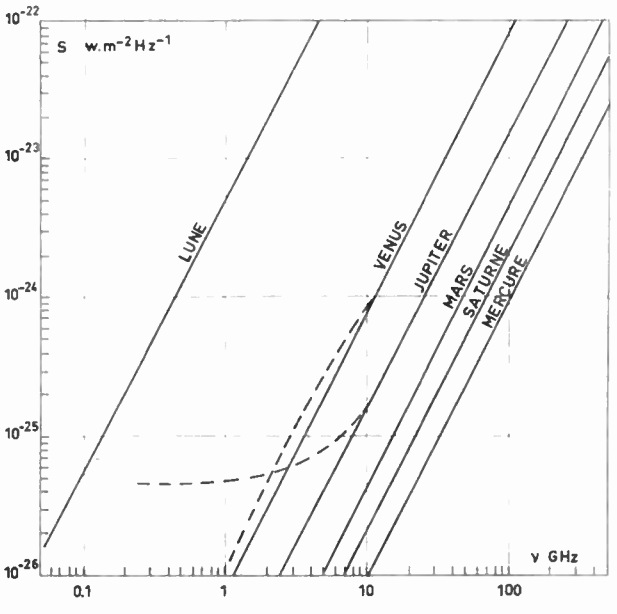


FIG. 4. — Emission de la Lune et des planètes.

Vénus et Jupiter sont les deux planètes les plus faciles à observer. Sur fréquence supérieure à 10 GHz, leur température est égale à celle que l'on peut déterminer en infrarouge, et leurs dimensions correspondent bien à la surface visible des planètes. Sur les fréquences inférieures à 10 GHz, apparaissent des émissions de caractères différents.

Pour Vénus, la température de brillance, qui est normalement de 225 °K, s'élève à 550 °K, valeur qu'elle conserve jusqu'aux fréquences les plus basses sur lesquelles Vénus a été observée. On explique ce phénomène de la manière suivante :

En infrarouge et ondes très courtes, c'est la couche nuageuse qui entoure la planète que l'on observe, car elle est opaque aux ondes correspondantes. Sa température est de 225 °K, par contre, elle devient transparente aux ondes plus longues, et c'est alors la surface solide de la planète qui est observée. Par suite d'un effet de serre, justement introduit par la couche nuageuse, la température de cette surface est bien plus élevée, soit 550 °K.

L'émission supplémentaire de Jupiter a une origine plus complexe. C'est une émission non thermique, cyclotron ou synchrotron, due à des ceintures de particules de grandes énergies piégées dans le champ magnétique de Jupiter. Ces ceintures sont analogues aux ceintures de Van Allen découvertes autour de la Terre, mais beaucoup plus intenses. Il en résulte que la source d'émission ne sera plus la surface de la planète mais son atmosphère et qu'elle aura une dimension deux à trois fois supérieure au diamètre visible. De plus, ce rayonnement sera en grande partie polarisé linéairement, suivant un axe parallèle à l'équateur jovien. L'émission non thermique de Jupiter s'observe jusqu'aux très basses fréquences. Il s'y superpose un autre type d'émission encore plus intense, sur fréquences inférieures à 30 MHz. Jupiter devient alors une source plus intense que le soleil et même que toute la galaxie.

7. Les radiosources galactiques et extragalactiques [6]

Elles sont peu intenses en micro-ondes, et ne peuvent constituer une source de brouillage que dans le cas des antennes de très grandes dimensions qui regardent juste dans leur direction.

La figure 5 donne le spectre des plus intenses d'entre elles. Leur intensité reste supérieure à celle des planètes pour des fréquences inférieures à 20 ou 30 GHz, mais leurs dimensions atteignent souvent plusieurs minutes d'arc, ce qui peut être un inconvénient pour l'étalonnage des antennes à très grand pouvoir séparateur.

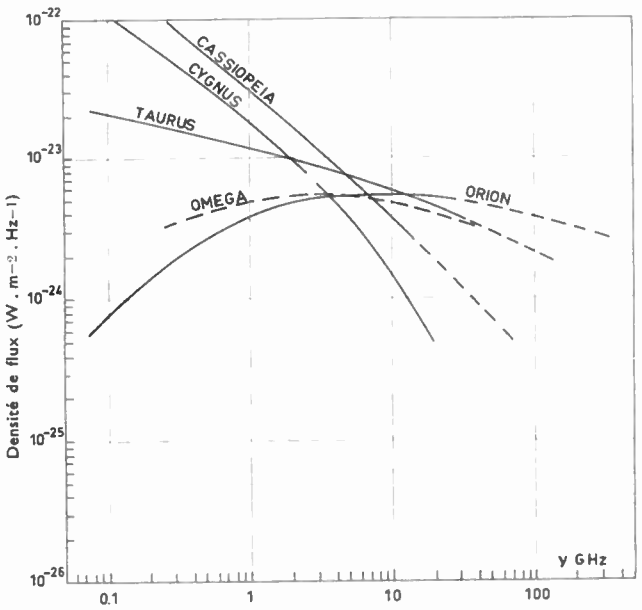


FIG. 5. — Spectre des radiosources les plus intenses en micro-ondes.

Certaines de ces radiosources ont une émission non thermique dont le spectre décroît rapidement quand la fréquence croît, suivant une loi en $\nu^{-\alpha}$ avec α compris entre 0,7 et 1,0. Ces sources seront rapidement inobservables en ondes très courtes. Ce sont, soit des restes d'étoiles ayant explosé dans notre galaxie, soit des galaxies qui, pour une raison encore inconnue, émettent un flux radio énorme.

Une autre classe de radiosources est formée des grands nuages d'hydrogène ionisé qui existent dans le plan de la galaxie, c'est-à-dire au voisinage de la Voie Lactée. Ils émettent le rayonnement thermique d'un gaz optiquement mince à 10 000 °K, et ont un spectre sensiblement constant avec la fréquence. Ils deviennent alors plus intenses que les sources non thermiques sur fréquences de quelques dizaines de GHz. Mais ce sont généralement des sources d'assez grandes dimensions (plusieurs minutes d'arc) et de forme assez irrégulière.

Il existe des catalogues résumant toutes les observations faites à ce jour, et donnant les positions et les intensités de ces sources. Mais il est bien évident que ces données ne devront pas être utilisées directement. L'atmosphère terrestre va en effet modifier d'une façon sensible aussi bien la position, à cause de la réfraction, que l'intensité des radiosources, en absorbant une partie de leur rayonnement. Cet effet sera particulièrement important en micro-ondes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MILLS B.Y. — Non thermal Radio Frequency Radiation from the galaxy. *Annual review of Astronomy and Astrophysics.* Vol. 2, p. 185, 1964.

[2] KUNDU M. — Solar Radio Astronomy. Interscience Publishers, 1965 (New York), London).

[3] BOISCHOT A. et DENISSE J.F. — Solar Radioastronomy. *Advances in Electronics and Electron Physics.* Vol. 20, p. 147, 1964.

[4] TROITSKY V.S. — *Radio Sciences.* **69***D*, 1585, 1965.

[5] Special Issue on Planetary atmospheres and Surfaces. *Radio Sciences*, **69***D*, n° 12, 1965.

[6] HOWARD III W.E., MARAN S.P. — General catalogue of discrete Radio sources. *Astrophys. Journal Suppl.* Series n° 93. Vol. X, p. 1, 1965.

UNE ANTENNE A FORT GAIN ET FAIBLE TEMPÉRATURE DE BRUIT POUR STATION DE TÉLÉCOMMUNICATIONS SPATIALES

PAR

P. MANDEL, G. ROGER, Y. TOCQUEC

Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité

1. Introduction

Les performances exceptionnelles demandées aux ensembles de réception des stations terriennes de télécommunications par satellites, ont été fixées dans leurs grandes lignes, en 1958, par PIERCE et KONPFNER, des Laboratoires BELL.

Depuis cette date, les progrès importants réalisés ont permis la mise en orbite de charges utiles de plus en plus lourdes. Il n'en est pas résulté pour autant un accroissement significatif de la densité des signaux reçus au sol. L'augmentation des hauteurs orbitales et celle de la capacité d'information ont contrebalancé l'accroissement de la puissance apparente rayonnée vers le sol par les satellites de télécommunications.

Les problèmes des antennes de réception et ceux de la température de bruit des récepteurs sont restés, de ce fait, à peu près inchangés, au moins en ce qui concerne les stations de télécommunications à grande capacité.

Nous pensons, pour cette raison, que l'exposé de l'ensemble des travaux exécutés par le CENTRE DE RECHERCHES DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ, en collaboration avec le CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, dans le domaine des antennes à gain élevé et à température de bruit faible, présente un certain intérêt.

Les phases essentielles des études en question ont été les suivantes :

— dégagement des lois physiques qui gouvernent le fonctionnement de telles antennes,

— choix de la configuration géométrique optimale de la structure,

— étude théorique et optimisation des dimensions des éléments constituant l'aérien,

— essais expérimentaux et vérification des calculs par mesure du gain, à l'aide d'un modèle à échelle réduite,

— calcul de la température de bruit en fonction de l'angle d'élévation.

2. Rappel des principes et choix de la solution

Une station terrienne de télécommunications spatiales est destinée à faire partie d'un réseau à l'échelle mondiale. Elle doit donc satisfaire à un certain nombre de caractéristiques minimales afin que la qualité des liaisons qu'elle assure corresponde aux normes admises pour l'ensemble du réseau. Parmi ces caractéristiques, la plus importante est le rapport signal/bruit mesuré à la réception.

Alors que la puissance du signal recueilli dépend principalement du gain de l'antenne, diminué des pertes de la liaison de l'antenne au récepteur, la puissance du bruit, que l'on exprime par la « température de bruit » du système, ne dépend qu'en partie des caractéristiques de l'antenne. Diverses sources de bruit interviennent en effet, parmi lesquelles : le bruit galactique, l'absorption atmosphérique, les pertes de la liaison antenne-récepteur, le récepteur, éventuellement le radome s'il existe. Le bruit apporté par l'antenne elle-même, c'est-à-dire le bruit dû au rayonnement du sol, recueilli par ses lobes secondaires, ou aux pertes ohmiques de sa surface ou de son dispositif d'excitation, n'intervient, en général, que pour moins d'un quart du bruit total, même si on utilise des récepteurs à très faible bruit, du type maser.

Le rapport gain/température de bruit, appelé encore facteur de mérite, s'il peut définir la station, ne peut, à lui seul, mesurer la qualité d'une antenne ; c'est-à-dire qu'on ne peut définir l'antenne que par son gain *et* sa température de bruit, le rapport de ces deux quantités étant, à lui seul, inutilisable.

Si on considère, en effet, le cas de deux antennes de même rapport G/T, dont l'une a, à la fois, une température de bruit et un gain supérieurs à ceux de l'autre, celle dont le gain est le plus fort est toujours plus avantageuse lorsqu'on considère le rapport G/T de la *station* à laquelle on les incorpore.

Il est donc important que, pour une antenne dont la surface d'ouverture est donnée, le gain soit aussi proche que possible du maximum théorique, c'est-à-dire que l'ouverture soit éclairée uniformément en amplitude, en phase et en polarisation. Par ailleurs, la température de bruit de l'antenne provenant principalement des lobes secondaires susceptibles de recueillir le rayonnement du sol, il est nécessaire de réduire au strict minimum le niveau de ces lobes. Cette condition paraît contradictoire avec la précédente puisqu'une loi d'illumination uniforme provoque des lobes secondaires élevés.

En fait, les lobes adjacents au lobe principal ne voient pas le sol dès que l'antenne pointe à quelques degrés au-dessus de l'horizon, et les seuls lobes qui contribuent vraiment à la température de bruit sont les lobes latéraux et les lobes arrière dus aux débordements d'énergie autour du réflecteur principal ou, éventuellement, des réflecteurs auxiliaires.

L'étude d'une antenne pour télécommunications par satellites se ramène donc à la recherche d'un compromis entre son rendement d'illumination et le niveau de ses lobes de débordement (spill over). L'examen des solutions possibles montre que, d'une manière générale, les antennes du type « offset » permettent d'obtenir des lobes de débordement soit très réduits, c'est le cas du cornet réflecteur, soit dirigés principalement vers le ciel, mais que leur rendement d'illumination est limité. Les antennes à réflecteur principal de révolution, par contre, permettent théoriquement d'obtenir un rendement très proche de l'unité, mais les lobes de débordement autour des surfaces réfléchissantes sont moins aisément contrôlables. Le fait que, dans la plupart des cas, une légère élévation de la température de bruit peut être compensée par une amélioration du rendement d'illumination et qu'une antenne centrée permet, pour une surface utile égale, un encombrement plus réduit et une plus grande simplicité mécanique, nous a amenés à préférer cette solution.

Une étude théorique qui fit l'objet d'une communication au colloque de l'URSI en 1961, nous permit de vérifier qu'on pouvait effectivement obtenir d'une antenne de révolution à la fois un rendement d'illumination voisin de l'unité et une température de bruit suffisamment réduite pour qu'une antenne de ce type puisse être utilisée dans une station de réception de télécommunications par satellites en donnant des performances convenables. Cette étude montrait aussi que la source d'illumination devait présenter certaines caractéristiques sur lesquelles nous reviendrons plus loin.

La considération des données pratiques nous amena à choisir, plutôt qu'une antenne illuminée par une source située au foyer, une antenne à faible rapport F/D du type Cassegrain. Cette antenne comporte un réflecteur auxiliaire hyperbolique situé sur l'axe, au voisinage du foyer du réflecteur principal, la source primaire étant ainsi ramenée près du sommet du paraboloïde. La liaison entre les équipements et la source se trouve ainsi raccourcie sans présenter les problèmes d'accessibilité posés par des récepteurs ou des émetteurs placés au foyer du paraboloïde.

De plus, l'existence du réflecteur auxiliaire apporte un paramètre supplémentaire qui permet d'améliorer les performances du système d'illumination.

Enfin, cette configuration est plus avantageuse au point de vue de l'énergie débordant autour des réflecteurs. En effet (fig. 1), l'énergie qui déborde autour du réflecteur Cassegrain a un effet négligeable dès que l'antenne pointe à quelques degrés au-dessus de

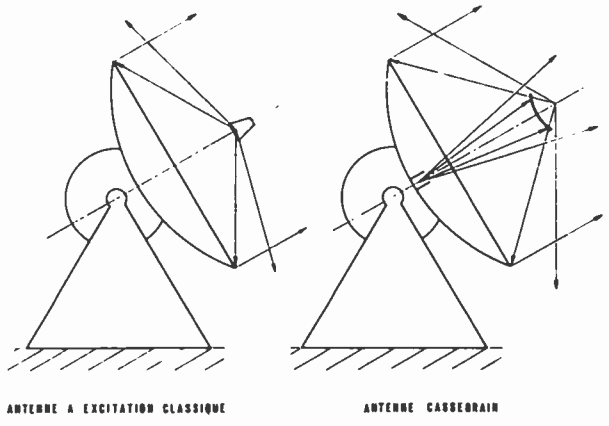


FIG. 1. — Systèmes d'illumination.

l'horizon, et l'énergie re-rayonnée par le miroir Cassegrain et débordant autour du réflecteur principal peut être très atténuée si la loi d'illumination décroît suffisamment vite sur les bords du réflecteur principal. Par contre, une source classique, c'est-à-dire un cornet placé au foyer du paraboloïde, ne permet pas facilement une telle décroissance, ce qui fait que l'antenne reçoit du sol un fort rayonnement dans les positions de pointage voisines de l'horizontale, c'est-à-dire dans un cas déjà défavorable.

Le choix du type d'antenne étant déterminé essentiellement à partir des considérations qui précèdent, il restait à définir les paramètres qui permettent de préciser la géométrie de l'antenne.

3. Choix du rapport F/D

En première approximation, le choix du rapport F/D distance focale sur diamètre) du réflecteur principal n'est pas crucial : on peut démontrer qu'une antenne Cassegrain est équivalente, en optique géométrique, à une antenne classique présentant la même surface d'ouverture et la même loi d'illumination, c'est-à-dire le même gain et le même diagramme de

rayonnement, du moins pour les premiers lobes. Ce sont d'autres considérations, par exemple de mécanique, qui peuvent intervenir pour favoriser le choix d'un certain rapport F/D. Afin de limiter au possible le rayonnement arrière de l'antenne, on a choisi de construire le réflecteur principal avec un rapport F/D égal à 0,25, c'est-à-dire que le foyer du paraboloïde se trouve dans le plan de son ouverture.

Dans ces conditions, le rayonnement issu du réflecteur auxiliaire et débordant autour du réflecteur principal part perpendiculairement à l'axe de révolution. Les lobes arrière dus à la diffraction sur le bord de ce réflecteur sont alors plus faibles que ceux qu'on observerait avec un réflecteur auxiliaire placé en avant de l'ouverture.

Le choix du diamètre du réflecteur Cassegrain résulte d'un compromis : un réflecteur auxiliaire fonctionne d'autant mieux suivant les lois de l'optique géométrique qu'il est grand devant la longueur d'onde. Il transforme alors l'onde sphérique issue du paraboloïde en une onde sphérique convergeant vers la source primaire ; par contre, un réflecteur trop grand crée un masque important dans le plan d'ouverture de l'antenne, diminue le gain de l'antenne et donne lieu à des lobes secondaires de niveaux élevés. Le diamètre du réflecteur Cassegrain a été choisi égal au 1/10 du diamètre du réflecteur principal, ce qui réalise un compromis satisfaisant.

4. Source primaire

La mise au point de la source primaire a constitué un des points essentiels de l'étude.

Afin de déterminer avec précision les dimensions optimales que doit avoir la source primaire, on peut considérer l'antenne utilisée en réception, et étudier la répartition de champ qui se produit au voisinage du foyer.

Dans le cas d'un paraboloïde de révolution, on peut effectuer le calcul et connaître la répartition de champ (fig. 2). Cette répartition comporte plusieurs anneaux concentriques d'énergie décroissante, qui sont connus en optique sous le nom de taches d'Airy. On peut évaluer la fraction d'énergie contenue dans chacun de ces anneaux : la tache centrale renferme une fraction importante (83 %) de l'énergie interceptée par le paraboloïde ; l'énergie comprise dans les anneaux successifs décroît au fur et à mesure qu'ils sont éloignés du centre. La figure 2 indique précisément le pourcentage d'énergie traversant un cercle de rayon R du plan focal centré sur le foyer.

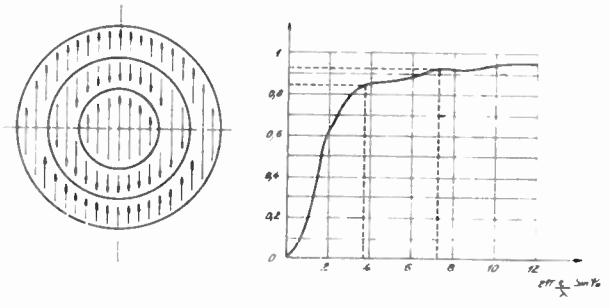


FIG. 2. — Structure de la tache focale.

On voit ainsi qu'en limitant les dimensions transversales de la source primaire au diamètre de la tache centrale, on ne peut espérer recueillir plus de 83 % de l'énergie concentrée au voisinage du foyer, c'est-à-dire que le rendement de l'antenne ne pourra pas dépasser 83 %. On arrive aux mêmes conclusions par une voie toute différente qui consiste à considérer la source primaire utilisée en émission (Réf. Microwave Antenna Theory and Design. SILVER, page 426).

Une première étude de source fut engagée avec, comme objectif, la construction d'une source primaire permettant de reproduire, au foyer du paraboloïde, la configuration des taches d'Airy. En fait, il apparut que cette approche était difficile avec des solutions simples et qu'une telle source ne pourrait être satisfaisante qu'à une fréquence unique.

Etant donné que les dimensions des taches focales sont fonction de la longueur d'onde et que la gamme des fréquences utilisées à la réception des signaux émis par les satellites est assez large (10 %), on s'est donc, en fait, contenté de ne capter que la tache centrale d'Airy. Pour arriver à ce résultat, il faut encore que la distribution de champ réalisée dans la source primaire, considérée cette fois en émission, épouse le mieux possible celle de la tache centrale de rayonnement. Il faut, en particulier, que la répartition de champ soit de révolution et décroisse régulièrement vers l'extérieur de la source ; c'est ce qu'on a cherché à réaliser en utilisant un cornet à modes multiples (fig. 3). A l'ouverture de ce cornet existent deux modes de propagation qui sont voisins des modes H^{11} et E^{11} des guides cylindriques. La combinaison de ces deux modes, avec des relations convenables d'amplitude et de phase, reconstitue sensiblement à l'ouverture du cornet la tache centrale de rayonnement.

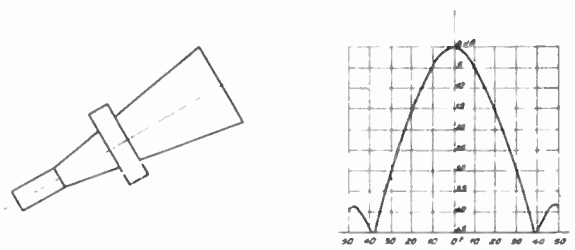


FIG. 3. — Source primaire. Diagramme d'amplitude $F = 35\,000$ MHz. Plans E et H identiques.

La répartition de champ ainsi créée à l'ouverture du cornet conique fournit un diagramme de rayonnement ayant des propriétés intéressantes :

1°) le diagramme est très sensiblement de révolution autour de l'axe de rayonnement ;

2°) les lobes secondaires sont situés à un niveau très bas (37 dB) par rapport au lobe central ;

3°) le centre de phase est unique. Les surfaces de phase sont des sphères centrées en un point situé à l'intérieur du cornet ;

4°) le taux d'ondes stationnaires mesuré à l'entrée du cornet demeure inférieur à 1,2 dans toute la bande utile.

En partant des caractéristiques de rayonnement de la source primaire, on peut théoriquement calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne complète. En fait, cette méthode de calcul, qui se base, en général, sur les lois de l'optique géométrique, n'est pas très précise et on a jugé préférable de mesurer les caractéristiques de rayonnement du dispositif de focalisation constitué par le réflecteur Cassegrain et la source primaire.

5. Mesure du rayonnement du système d'illumination

Pour étudier le rayonnement du système d'illumination en amplitude et en phase, on a constitué le dispositif indiqué sur la figure 4. Le réflecteur Cassegrain et la source primaire sont placés sur un socle tournant. L'axe de ce socle passe par le centre de phase présumé des ondes diffractées par l'hyperboloïde. La méthode de mesure de la phase est une

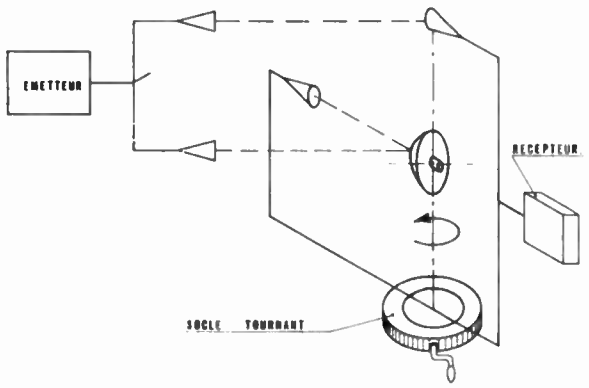


FIG. 4. — Mesure des surfaces d'ondes.

méthode interférométrique : on compare la phase de l'onde diffractée avec la phase d'une onde rayonnée par une source de petite dimension servant de référence et émettant une onde sphérique. Suivant le sens de l'erreur de phase constatée entre l'onde de référence et l'onde à mesurer, on déplace le miroir hyperbolique, de façon à réduire cette erreur. On a ainsi mesuré les caractéristiques de rayonnement de divers hyperboloïdes correspondant à des excentricités différentes.

On a pu vérifier que les lois de l'optique géométrique ne suffisent pas à expliquer complètement la forme des diagrammes de rayonnement obtenus, surtout dans les zones où les phénomènes de diffraction sont importants, comme par exemple sur les bords de l'hyperboloïde.

Le réflecteur auxiliaire fournissant la meilleure loi d'illumination en amplitude et en phase, c'est-à-dire assurant le gain le plus élevé pour l'antenne, a été retenu pour la suite des travaux. Ce réflecteur est constitué en fait de deux parties, comme l'indique la figure 5 : la zone centrale fait partie d'un hyperboloïde de révolution d'excentricité égale à 1,4, la périphérie a un profil parabolique qui permet d'améliorer la loi d'illumination vers l'extérieur du réflecteur principal ; on peut noter en effet (fig. 5) une remontée du champ dans ces directions qui n'existe pas en l'absence de bord parabolique. Les mesures effectuées ont également montré que les écarts de phase de l'onde diffractée par rapport à une onde sphérique ne dépassaient pas 10°.

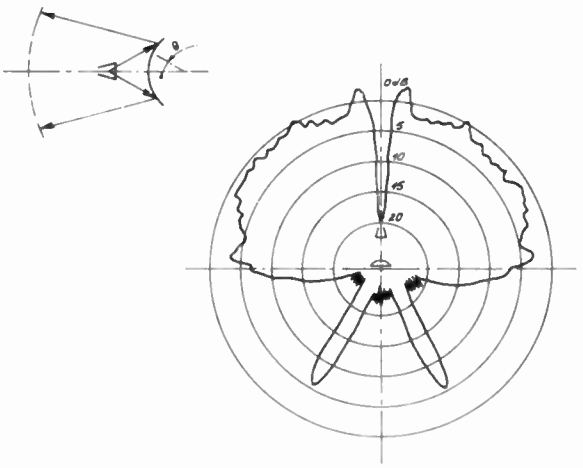


FIG. 5. — Diagramme de rayonnement du miroir Cassegrain.

A partir de ce diagramme d'illumination du réflecteur principal, on peut calculer les performances théoriques de l'antenne complète ; il faut évidemment tenir compte de certains effets nuisibles au bon fonctionnement de l'antenne, comme par exemple l'effet de masque du réflecteur auxiliaire et de ses bras-supports, le débordement de champ à la périphérie des réflecteurs. Cette méthode a donné des résultats concordants à 0,3 dB près avec les mesures effectuées sur la maquette complète.

Après la mise au point d'un système d'illumination satisfaisant aux conditions définies par l'étude théorique, il importait, en effet, de vérifier que l'antenne complète aurait bien les caractéristiques espérées. Il fut donc décidé d'effectuer des mesures d'ensemble sur une antenne Cassegrain homothétique dans le rapport 1/9 de l'antenne de 25 mètres définitive. La fréquence normale de fonctionnement de l'antenne étant 4 000 MHz, les mesures devaient se faire à 36 000 MHz, dans la bande des 8 mm. Les conditions à réunir pour mener à bien l'expérimentation étaient donc les suivantes :

1°) Disposer d'un réflecteur parabolique de 2,80 m de diamètre, usiné avec une précision de un dixième de millimètre.

2°) Trouver une base de mesure offrant, d'une part, une distance d'au moins deux kilomètres entre l'émission et la réception, cette valeur étant déterminée par le $2\,D^2/\lambda$ classique, et ayant, d'autre part, un dégagement suffisant des obstacles avoisinants, afin d'éviter les réflexions gênantes.

Le site choisi pour la base de mesure fut le fort de la Turbie, dans les Alpes-Maritimes, où le C.N.E.T. voulut bien mettre à notre disposition les emplacements nécessaires. Nous disposions ainsi, entre le fort lui-même et un sommet voisin, d'une distance de 2,5 km. Les deux points étaient séparés par

une vallée profonde de 200 m. Les conditions de mesure étaient donc excellentes (fig. 6).

Le réflecteur parabolique fut réalisé à partir d'une pièce fondue en alliage léger, usinée au tour vertical avec machine à reproduire. La coulée d'une pièce de cette dimension, pesant environ une tonne, posait quelques problèmes et fut considérée, à l'époque, comme une performance.

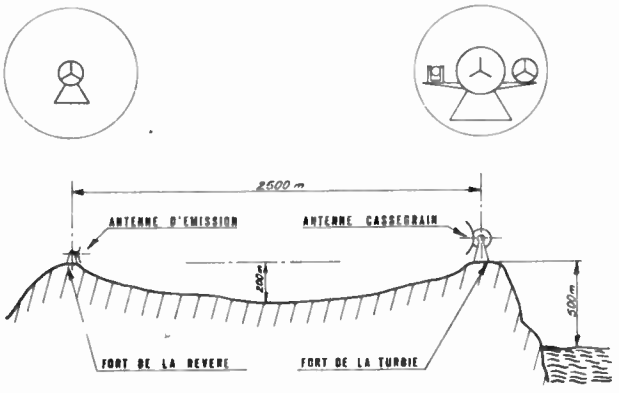


FIG. 6. — Site de mesure.

La figure 7 est un croquis de l'antenne et de son support. Les diagrammes étaient relevés en faisant pivoter l'antenne autour d'un axe vertical. Le support était réglable en site sur quelques degrés pour permettre l'alignement de l'axe radioélectrique sur l'antenne d'émission. Le réflecteur parabolique pouvait, en outre, pivoter autour de son axe de révolution, ce qui permettait de relever les diagrammes pour des orientations diverses du plan de polarisation.

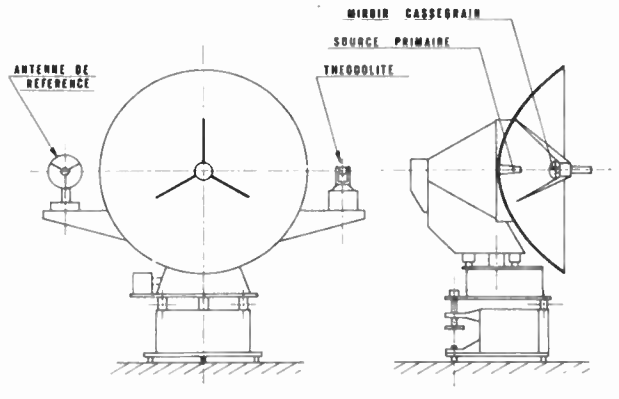


FIG. 7. — Antenne à échelle réduite

Deux bras latéraux supportaient : l'un une antenne de référence, l'autre un théodolite.

Le réflecteur Cassegrain était supporté par trois bras à 120° légèrement réglables en longueur pour permettre son centrage qu'on pouvait vérifier à l'aide d'une lunette placée sur l'axe du paraboloïde.

Le miroir Cassegrain était mobile suivant l'axe focal, ainsi que le cornet d'illumination.

L'enregistrement des diagrammes pouvait s'effectuer avec deux vitesses de déroulement permettant soit l'examen fin du lobe principal et des premiers lobes secondaires, soit le relevé rapide du diagramme sur 360° des lobes latéraux et arrière.

6. Les mesures

L'objectif principal de l'expérimentation était la mesure du gain de l'antenne dont la valeur devait justifier les études effectuées sur la source et déterminer les performances de l'antenne définitive en grandeur réelle.

L'autre objectif était l'évaluation de la température de bruit, à partir du diagramme de rayonnement.

On décida donc de mesurer le gain par comparaison avec une antenne de référence. Cette antenne était fixée sur un bras latéral du support de l'aérien principal, les deux antennes étant pointées vers une source commune située à 2 500 m de la position de mesure. On opérait par substitution en plaçant le système de détection successivement à la sortie de l'une et de l'autre antenne, et en rétablissant le niveau à l'aide d'un atténuateur de précision. La précision de la mesure du gain était liée aux erreurs sur le gain de l'antenne de référence, à l'imprécision sur l'atténuation apportée par le cornet et l'élément de guide qui lui faisait suite et au bout duquel on branchait le détecteur.

Afin d'obtenir la meilleure précision sur l'antenne de référence, on construisit trois antennes paraboliques identiques, de 48 cm de diamètre, donnant un gain de l'ordre de 40 dB, qu'on put comparer entre elles en en mesurant deux, côte à côte, face à la troisième, puis en opérant une permutation circulaire. On vérifia ainsi, par plusieurs mesures successives, que les gains de ces antennes étaient identiques à mieux que 0,1 dB près.

Il suffisait ensuite de placer deux telles antennes à une distance connue, de calculer la perte en espace libre, et d'en déduire le gain des antennes par mesure du niveau émis et reçu, ce niveau étant mesuré à l'endroit où se branche le cristal détecteur, avec le même détecteur et le même atténuateur que ceux des mesures définitives.

On aboutit ainsi, après plusieurs séries de mesures effectuées tout d'abord à Marcoussis, entre deux terrasses, puis à la Turbie, sur la base de 100 m, à la valeur de gain 41,4 dB $\pm$0,1 dB.

Les mesures commencèrent par plusieurs tracés de diagramme qui permirent de mettre en évidence et de rectifier un défaut de positionnement du miroir Cassegrain et une erreur matérielle dans le montage du cornet d'illumination. On régla ensuite aux valeurs optimales la position du cornet et du Cassegrain sur l'axe. Ces valeurs coïncidaient à mieux que 1 mm près avec les positions théoriques. La position du miroir Cassegrain était d'ailleurs beaucoup plus critique que la position du cornet.

La figure 8 montre le diagramme relevé finalement en polarisation verticale. Les bras supportant le miroir Cassegrain sont alors symétriques par rapport à un plan vertical. On observe que le diagramme est également symétrique avec des lobes bien détachés. On note cependant que la loi de décrois-

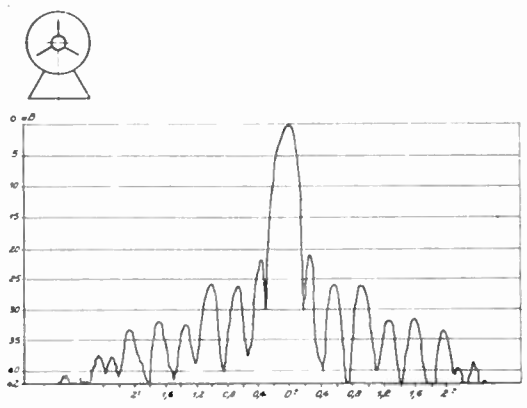


FIG. 8. — Diagramme de rayonnement, azimut.

sance de ces lobes n'est pas régulière, ce qui s'explique par les perturbations apportées par le miroir Cassegrain et son support.

L'existence de cette perturbation est confirmée par le diagramme relevé en polarisation horizontale (fig. 9). Les bras ne présentent plus de plan de symétrie vertical et on voit apparaître une dissymétrie dans les lobes secondaires. La comparaison des deux diagrammes montre cependant une largeur égale du lobe principal dans les deux conditions de mesure. Les diagrammes relevés dans les plans à 45° confirment également que le lobe est de révolution.

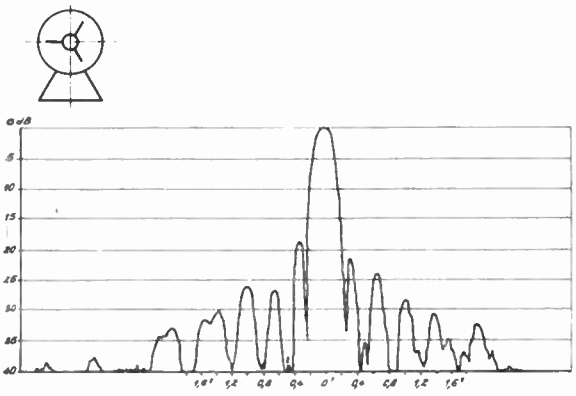


FIG. 9. — Diagramme de rayonnement, élévation.

On effectua ensuite plusieurs mesures de gain qui, toutes, se tenaient dans un intervalle de 0,2 dB.

Le gain de l'antenne à la fréquence centrale, mesuré à la base de son cornet d'excitation, était de 59 dB ±0,3 dB. Cette valeur correspond à un rendement de 72 % si on la compare au gain d'une antenne de surface égale éclairée uniformément en amplitude et en phase.

Deux autres procédés furent employés par la suite pour contrôler cette valeur. Tout d'abord, l'intégration du diagramme de rayonnement à partir des enregistrements qui donna 58,7 dB, mais avec une erreur estimée à ±0,5 dB, car cette mesure fait intervenir un certain nombre d'erreurs. Enfin, le calcul théorique à partir de la loi d'illumination mesurée de l'ensemble cornet/Cassegrain qui donne 58,9 dB à ±0,3 dB près. Cette méthode consiste, en fait, à calculer le rendement théorique de l'antenne soumise à l'illumination donnée, puis à en déduire les pertes de gain dues aux divers défauts, tels que : blocage d'ouverture, erreur de phase, cross polarisation, pertes ohmiques, énergies de débordement, etc. Son application constitue, à notre avis, plutôt une vérification de cette méthode qu'un contrôle de la mesure directe du gain.

7. Température de bruit

L'impossibilité de disposer d'un récepteur à faible température de bruit dans la bande des 8 mm empêchait toute mesure directe de la température de bruit de l'antenne. Nous ne pouvions donc que l'évaluer à partir des diagrammes de rayonnement de l'aérien. Il était nécessaire de connaître ce diagramme jusqu'à des niveaux s'étendant au moins à 20 dB au-dessous du niveau isotrope, soit 80 dB au-dessous du niveau correspondant au lobe principal. L'ensemble émission-réception ne permettait pas une telle dynamique de mesure.

On fut donc amené à examiner de plus près le problème de l'évaluation de la température de bruit de l'antenne. On s'aperçut que, pour l'élévation minimale de 5° au-dessus de l'horizon, les lobes provenant de la loi d'illumination du paraboloïde sans obstruction étaient déjà au voisinage du niveau isotrope et qu'en fait, les lobes de rayonnement intervenant dans l'intégration conduisant à la température de bruit provenaient principalement des énergies de débordement et de la diffraction sur des éléments plus petits que le paraboloïde, par exemple sur le miroir Cassegrain et sur ses supports. On décida donc d'effectuer le relevé des diagrammes conduisant à la température de bruit en utilisant un émetteur rapproché. Ce procédé permettait, en effet, de conserver un rapport signal/bruit suffisant pour effectuer une mesure convenable des niveaux inférieurs au niveau isotrope et, si la forme des lobes s'en trouvait modifiée, la densité moyenne d'énergie des lobes latéraux et arrière ne pouvait pas être altérée de façon sensible.

On opéra donc le relevé de cette façon, en prenant comme niveau de référence le niveau isotrope qu'on relevait avec un cornet de gain connu. L'examen des diagrammes ainsi relevés montre (fig. 10) la complexité des lobes enregistrés parmi lesquels on peut

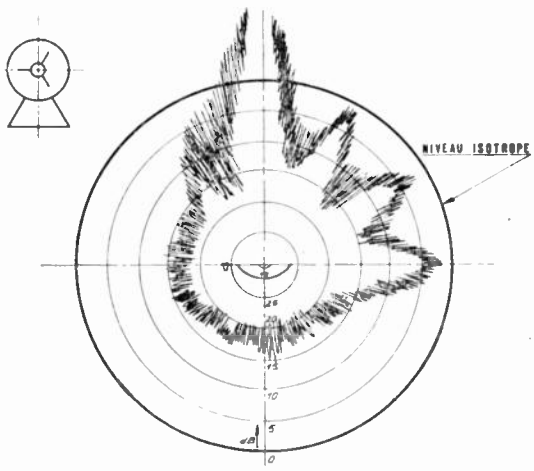


FIG. 10. — Lobes éloignés, azimut.

remarquer, entre 20 et 30° de l'axe, une remontée au niveau isotrope due au débordement d'énergie autour du miroir Cassegrain, puis à 90° de l'axe une autre remontée due au débordement autour du miroir principal. Cette remontée n'apparaît pas de l'autre côté, à cause du masque créé par le support du théodolite.

Le diagramme relevé en polarisation horizontale (fig. 11) montre la dissymétrie apportée par le trépied du Cassegrain qui n'est plus symétrique par rapport au plan principal vertical.

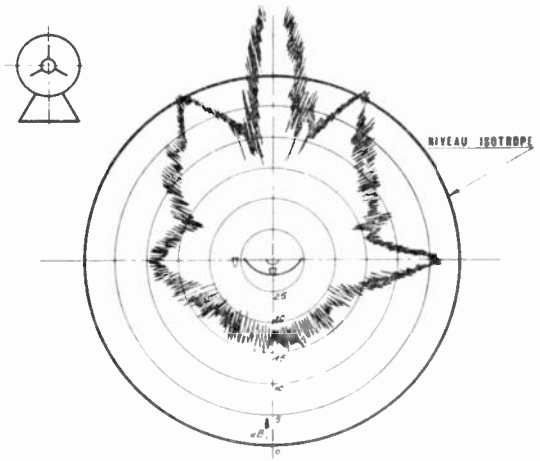


FIG. 11. — Lobes éloignés, élévation.

Nous avons exploité ces diagrammes de la façon suivante :

Nous avons admis que les zones où le champ était à plus de 30 dB au-dessous du niveau isotrope ne contribuaient pas de façon appréciable à la température de bruit.

Pour les zones présentant une suite serrée de lobes distincts, nous avons tracé une courbe moyenne située à 3 dB au-dessous des crêtes, ce qui correspond à la puissance moyenne en négligeant la structure fine.

Enfin, en supposant le diagramme de révolution, nous avons effectué l'intégration sur une sphère, après avoir pris des valeurs moyennes pour chaque couronne, compte tenu des diagrammes relevés dans les divers plans passant par l'axe de symétrie du paraboloïde.

Nous avons ainsi obtenu les résultats donnés par le tableau I, en admettant que la température équivalente du sol était de 230 °K (compte tenu de sa température physique et de sa réflectivité), et pour des élévations supposées de 5° et de 30° au-dessus de l'horizon.

Ce tableau montre que la contribution essentielle vient des lobes de débordement autour du miroir Cassegrain.

8. Conclusions

Plusieurs conclusions sont à tirer de ce qui précède :

Tout d'abord, les résultats obtenus montrent qu'il est possible d'obtenir d'un système Cassegrain un rendement d'illumination intéressant, tout en réduisant l'énergie de débordement.

Par contre, le rayonnement provenant du débordement autour du réflecteur Cassegrain et de la diffraction sur ses supports apporte une élévation de la température de bruit.

En fait, lorsque l'antenne est intégrée dans un ensemble de réception où les guides de liaison et les récepteurs (éventuellement le radome) apportent leur contribution à la température totale, ce désavantage tend à disparaître.

Ensuite, l'expérimentation a mis en évidence l'influence des bras supports dont la conception n'était pas la meilleure. Il y a un intérêt certain à ramener les points d'appui de ces bras vers la périphérie du miroir parabolique, ce qui est plus aisé avec des paraboloïdes à distance focale plus élevée. Un calcul

TABLEAU I

Température de bruit

			Élévation 5° au-dessus de l'horizon		Élévation 30° au-dessus de l'horizon	
	Angle	Intensité	Angle solide	Température de bruit (°K)	Angle solide	Température de bruit (°K)
Lobes ordinaires	5-10°	+ 10 dB	0,016	2,9	0	0
Lobe du cornet primaire	10-35°	— 1 dB	0,50	7,4	0,02	0,3
Rayonnement parasite	35-80°	— 15 dB	2,03	1,2	2,03	1,2
Lobe à 90°	80-90°	— 8 dB	0,51	1,5	0,51	1,5
Rayonnement arrière	90-180°	— 20 dB	3,14	0,6	4,7	0,9
Sommes des températures de bruit dû au sol				13,6		3,9

approché montre qu'on peut ainsi gagner environ 2/10 de dB en gain et quelques degrés de température.

Enfin, on peut dire que les résultats obtenus ont confirmé la validité des études théoriques que nous avions faites précédemment et qu'il est possible d'améliorer le rendement d'un aérien par une étude poussée du dispositif d'excitation.

Nous avons pu vérifier que les performances de l'aérien, déduites par le calcul à partir des caractéristiques de la source, correspondaient aux performances mesurées tout en mettant en évidence quelques points critiques à ne pas négliger.

Nous pouvons ainsi déduire des résultats obtenus les caractéristiques de l'antenne en grandeur nature :

Le paraboloïde aura une distance focale plus grande afin d'améliorer la disposition des bras supports du Cassegrain.

Compte tenu du fait que la surface sera moins régulière et davantage soumise aux déformations, on peut s'attendre à une perte du gain de l'ordre de 0,3 dB. Cette perte sera compensée en portant le diamètre du réflecteur de 25 à 26 mètres. On peut donc espérer d'une telle antenne un gain égal ou légèrement supérieur à 59 dB.

Les résultats présentés dans cet exposé ne sont significatifs que dans la mesure où ils sont suivis par une réalisation à l'échelle des fréquences de travail, en l'occurrence dans la bande allant de 4 à 6 GHz.

Avant de construire une antenne de telles dimensions, de nombreux problèmes restent à résoudre, notamment :

— analyse structurale pour connaître les déformations du réflecteur sous l'effet de la gravitation et des conditions météorologiques,

— calcul des détériorations correspondantes des performances : gain, déviation des axes, température de bruit,

— intégration de l'ensemble du système de pointage.

Les résultats de ces études feront l'objet d'une publication ultérieure.

L'antenne parabolique, avec illumination axiale, du type Cassegrain, n'est certainement pas une solution unique au problème des antennes de stations terriennes de télécommunications par satellites. Elle apparaît toutefois comme un élément susceptible de satisfaire les exigences sévères qui lui sont demandées.

***

Les études, dont les résultats viennent d'être présentés, ont été exécutées en étroite collaboration avec les divers Services du CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS à Paris, à Lannion et à la Turbie. Nous sommes heureux de pouvoir les remercier à cette occasion pour l'aide qu'ils ont bien voulu nous apporter pour nous permettre de mener à bien ces travaux.

TECHNIQUES NOUVELLES DES ANTENNES EN RADIOMÉTRIE HERTZIENNE

PAR

E. SPITZ

Cie générale de TSF (C.E.P.C.A.)

1. Introduction

La captation du rayonnement thermodynamique des objets dans la bande des ondes hertziennes, la radiométrie hertzienne, suscite aujourd'hui un intérêt considérable. Issue surtout des techniques radioastronomiques, elle acquiert toute son importance dans les problèmes de détection passive à travers le brouillard et les nuages où les techniques optiques et infrarouges deviennent impuissantes.

En particulier, un radiomètre aéroporté peut dresser une carte du sol sans émettre le moindre signal. Ceci apporte, en comparaison avec un radar actif, une économie de poids et de puissance à bord de l'avion (ou d'un engin ou satellite), une discrétion totale et une protection accrue contre le brouillage.

Cette cartographie hertzienne radiométrique exige des systèmes d'antennes appropriés dont les performances ne sont pas nécessairement les mêmes que celles employées dans la technique radar.

Cette note donne un aperçu sur ces antennes radiométriques et le traitement de leurs signaux en vue d'une cartographie aérienne du sol.

Remarquons encore que la bande de fréquences intéressante se situe entre 8 et 110 GHz. Ceci résulte de considérations exposées ailleurs [1] sur l'émissivité des objets, la transparence de l'atmosphère et les performances des récepteurs.

2. Systèmes d'antennes classiques

2.1. Système a un récepteur

Le système le plus simple est évidemment une antenne classique, par exemple parabolique, dont la source primaire est reliée à un récepteur à faible bruit.

Le rayonnement du sol peut être caractérisé par une distribution de température équivalente $f(x, y)$ (comprenant la température thermodynamique et l'émissivité) en fonction des coordonnées angulaires x, y. Si la fonction de gain (en puissance) de l'antenne est $g(x, y)$, nous avons montré (annexe B) que la puissance délivrée au récepteur est donnée par une convolution :

$$h(x, y) = f(x, y) \otimes g(x, y).$$

En appelant x_0, y_0 la direction de l'axe de l'antenne, on voit que l'on ne mesure pas seulement la température dans la direction x_0, y_0 mais une quantité correspondant à toutes les directions autour de x_0, y_0 et déterminée par la largeur du lobe de l'antenne.

En orientant l'antenne dans différentes directions, on peut enregistrer le rayonnement correspondant, toutefois aplani par la largeur de lobe de l'antenne. Pour des antennes très directives, cet aplanissement est plus faible et $h(x, y)$ ressemble davantage à $f(x, y)$. Il faudrait une antenne dont g soit une fonction delta pour que $h(x, y)$ soit exactement $f(x, y)$. L'étude de la réponse $h(x, y)$ en fonction des propriétés directives de l'antenne est souvent facilitée en passant par la fonction de transfert ou la sensibilité spectrale de l'antenne $G(u, v)$. Cela est expliqué en détail dans l'annexe B - partie *a*.

Pour des explorations rapides d'une certaine région angulaire, on peut remplacer le mouvement de l'antenne par le mouvement de la source primaire. Il faut alors choisir un système aplanétique. Ainsi on utilise des réflecteurs sphériques (avec correction de l'aberration sphérique), des lentilles obeissant à la condition d'Abbe, etc. On peut aussi entièrement remplacer le mouvement par une commutation entre un certain nombre de sources primaires et le récepteur.

2.2. Système a plusieurs récepteurs

Jusqu'ici nous n'avons pas parlé de la sensibilité du récepteur. Pour dresser une carte, il faut pouvoir déceler les variations de température ΔT de l'ordre de 10 °K.

On peut montrer [1] que cet écart minimal de température décelable est proportionnel, entre autre, à la racine carrée du temps d'intégration du détecteur. Cela limite la vitesse d'exploration. Par exemple, un récepteur, d'une bande passante de 60 MHz, d'un facteur de bruit de 10 dB, nécessite un temps d'intégration de l'ordre de 0,1 s pour $\Delta T = 10°$ K. Pour explorer 10° carrés avec une antenne ayant un pinceau conique de 1°, il faudrait 10 s, ce qui est souvent un temps trop long.

En détectant simultanément l'énergie de N pinceaux par N récepteurs, le temps d'exploration est réduit N fois. (On peut ainsi dire que la cadence d'information est multipliée par N).

C'est la raison pour laquelle on construit, par exemple, des réflecteurs paraboliques avec plusieurs sources primaires, chacune suivie par un récepteur. On peut aussi grouper plusieurs réflecteurs paraboliques et constituer ainsi un réseau d'antennes dont la direction de rayonnement est déterminée par les relations de phases de ces antennes. Si les antennes individuelles sont immobiles, la région qui peut être explorée est déterminée par le diagramme de l'antenne élémentaire. On peut, de nouveau, recevoir en même temps plusieurs directions en ajoutant les tensions des antennes élémentaires avec des relations de phase correspondant aux différentes directions.

3. Antennes à corrélation

Au lieu de faire une somme simple des contributions de chaque élément de l'antenne, on peut traiter des signaux d'une façon différente. En particulier, on peut diviser l'antenne en deux parties et accomplir une corrélation des signaux de chaque partie. Nous allons donner quelques exemples des systèmes à corrélation en montrant les avantages qu'on peut obtenir par rapport au traitement classique.

L'annexe B, partie *b*, montre qu'on peut calculer la fonction de transfert d'un système à corrélation et que cette fonction est donnée par la convolution des ouvertures des deux éléments de l'antenne.

3.1. Corrélation des signaux

La réponse des récepteurs classiques est proportionnelle au carré de la somme des signaux présents à l'entrée du récepteur. Plus précisément, l'opération au carré est suivie d'une intégration et la réponse n'est qu'une tension aux variations lentes dont la rapidité n'est limitée que par la bande passante de l'intégrateur.

Par contre, la réponse d'un corrélateur à deux signaux $f_1(t)$ et $f_2(t)$ est proportionnelle au *produit* de deux signaux, suivie d'une intégration. Si le temps d'intégration est très long par rapport à la réciproque de la largeur de bande HF du signal, la réponse $h(\tau)$ est donnée par :

$$h(\tau) = \int_0^\infty f_1(t)\, f_2(t-\tau)\, dt$$

où τ est un délai de temps.

L'annexe A compare la sensibilité des récepteurs classiques et des corrélateurs. La sensibilité d'un récepteur classique serait $\sqrt{2}$ fois meilleure que celle d'un corrélateur. Mais du fait qu'il faut employer un système de Dicke pour s'affranchir des variations de gain d'un récepteur classique, la sensibilité d'un corrélateur devient $\sqrt{2}$ fois supérieure.

Il est évident que la détection classique aussi bien que la multiplication peuvent être accomplies, après un changement de fréquence, à la fréquence moyenne.

Remarquons encore que la tension de sortie d'un corrélateur peut avoir des valeurs positives et négatives, tandis que la tension de sortie d'un récepteur classique ne peut être que positive.

3.2. Abaissement des lobes secondaires

Considérons une ligne d'antennes élémentaires identiques. On sait que, par la technique classique (addition), le diagramme de l'antenne est donné par :

$$g(x) = |\gamma_1(x) \cdot \gamma_r(x)|^2$$

où γ_1 est le diagramme en amplitude de chacun des éléments,

γ_r est le facteur de réseau

x est proportionnel à sin θ.

Fig. 1.

Si chaque antenne élémentaire a une directivité faible, la largeur du lobe et le niveau de premiers lobes secondaires sont donnés par $\gamma_r(x)$.

On sait que, pour un nombre d'éléments assez grand et une distribution d'amplitudes et de phases uniformes sur tous les éléments, le niveau du premier lobe secondaire est d'environ 13 dB au-dessous du lobe principal. On peut abaisser ce niveau, par exemple, par une distribution d'amplitude en cosinus carré. Les lobes secondaires seront alors à 32 dB mais la largeur du lobe principal augmente de 60 %. Il existe différentes distributions mais la tendance à élargir le lobe principal avec la baisse des lobes secondaires subsiste toujours.

La technique de corrélation permet d'abaisser le niveau des lobes secondaires sans élargir le lobe principal.

Considérons à nouveau un réseau d'antennes élémentaires (fig. 2). Divisons l'énergie de chaque élément en deux parties A et B (soit directement ou après amplification ou changement de fréquence).

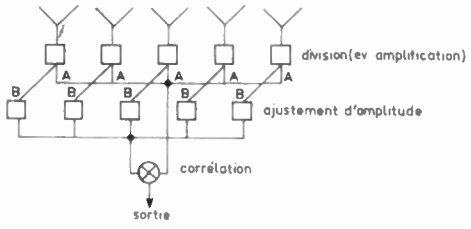


FIG. 2.

Les parties A sont ajoutées en phase avec des amplitudes égales donnant donc le même diagramme qu'auparavant. Les parties B sont ajustées de telle façon qu'elles donnent une répartition en cosinus carré. Si les deux sommes sont multipliées dans un corrélateur, le diagramme résultant aura un lobe principal légèrement plus étroit que celui correspondant à la répartition uniforme et le niveau du premier lobe secondaire sera de 25 dB (fig. 3).

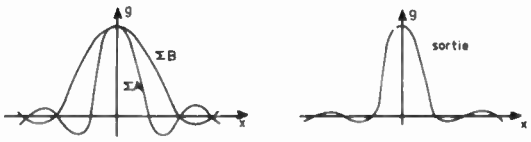


FIG. 3.

3.3. RÉDUCTION DE LA LARGEUR DU LOBE

3.3.1. Le diagramme en amplitude d'une ouverture de longueur D (fig. 4), uniformément éclairée en amplitude et phase, est donné par :

$$\gamma(x) = \frac{\sin k\frac{D}{2}x}{k\frac{D}{2}x}$$

avec $$x = \sin\theta$$

et $$k = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

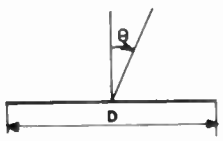


FIG. 4.

Prenons la même ouverture D en faisant une corrélation de $\gamma(x)$ avec la réponse d'une source omnidirectionnelle placée très près à côté de l'ouverture (fig. 5), la dimension de l'ensemble reste, dans ce cas, pratiquement la même et la sortie du corrélateur donne :

$$\frac{\sin k\frac{D}{2}x}{k\frac{D}{2}x}\cdot\cos k\frac{D}{2}x = \frac{\sin kDx}{kDx}.$$

Cela représente donc le diagramme d'une ouverture classique de dimension 2 D.

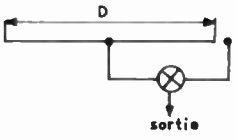


FIG. 5.

3.3.2. Le même phénomène se produit avec un réseau de huit sources (fig. 6A). Si la distance entre les sources est de d, le réseau simple donne un diagramme :

$$E(\psi) = \frac{\sin 8\psi}{8\sin\psi}$$

avec $$\psi = \frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta$$

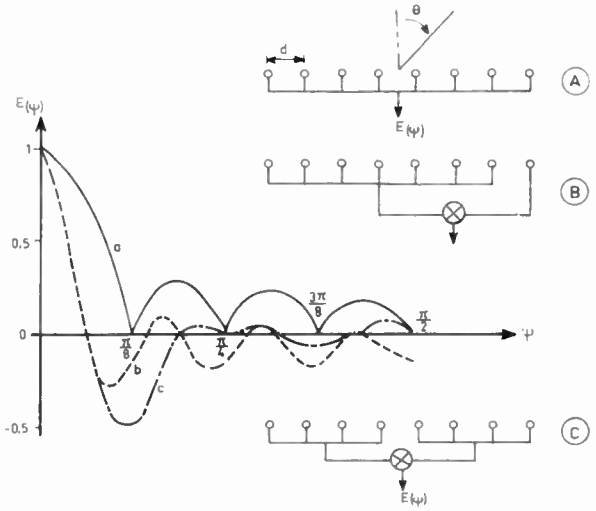


FIG. 6.

Dans le cas où la tension de la dernière source est multipliée par la réponse du réseau constitué par les sept sources restantes (fig. 6B), le diagramme devient :

$$E(\psi) = \frac{\sin 7\psi}{7\sin\psi}\cos 8\psi$$

3.3.3. Nous avons tracé sur la figure 6C le cas où on divise les huit sources en deux groupes de quatre.

Ici :

$$E(\psi) = \frac{\sin 4\psi}{4\sin\psi}\cos 8\psi.$$

Remarquons que le premier lobe secondaire est relativement très haut et négatif. On peut imaginer un dispositif qui ne serait sensible qu'à la tension positive et le système aurait alors un niveau des lobes secondaires très bas.

3.3.4. Citons encore l'exemple très intéressant d'une structure composée d'une ouverture de dimension D et d'un interféromètre de longueur D (fig. 7).

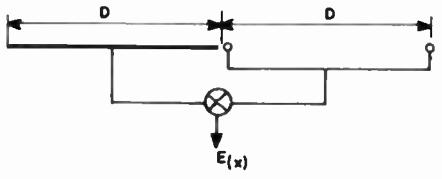


FIG. 7.

En multipliant la réponse de l'ouverture par celle de l'interféromètre, on trouve :

$$E(x) = \frac{\sin k\frac{D}{2}x}{k\frac{D}{2}x} \cos k\frac{D}{2}x \cdot \cos kDx = \frac{\sin 2kDx}{2kDx}.$$

Bien que la dimension de l'ensemble soit seulement 2 D, le résultat est celui d'une ouverture de dimension 4 D. En plus, en comparant avec une ouverture 2 D entièrement remplie de sources élémentaires, on réalise l'économie de 3/4 des éléments.

L'analyse de cette structure dans le domaine spectral (en fréquences spatiales) est donnée dans l'annexe B, partie *b*).

3.3.5. Dans le cas précédent, l'opération de multiplication n'a été effectuée qu'une fois. On peut concevoir un système avec deux multiplications successives :

Prenons, par exemple, le système décrit en 3.3.4. et multiplions sa réponse par celle d'un interféromètre à corrélation comme indiqué sur la figure 8.

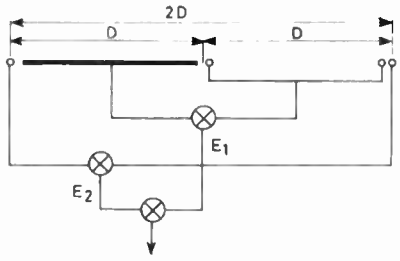


FIG. 8.

La réponse du système décrit en 3.3.4. est :

$$E_1(x) = \frac{\sin 2kDx}{2kDx}$$

celle de l'interféromètre, $E_2(x) = \cos 2kDx$,

ce qui donne :

$$E(x) = \frac{\sin 2kDx}{2kDx} \cos 2kDx = \frac{\sin 4kDx}{4kDx}.$$

Le diagramme résultant est équivalent au diagramme d'une ouverture continue d'une dimension 8 D. Le système permet donc de réduire la dimension de l'ouverture par un facteur 4 sans augmenter la largeur du diagramme.

Mais le raisonnement qui vient d'être fait n'est valable que pour le rayonnement d'une source unique. En cartographie, ou est presque toujours en présence de rayonnement d'objets multiples et le procédé de double multiplication introduit des phénomènes non linéaires indésirables.

3.4. Système en deux dimensions

Pour former un pinceau unique dans l'espace, la technique classique des antennes utilise une ouverture à deux dimensions, par exemple une ouverture rectangulaire (fig. 9).

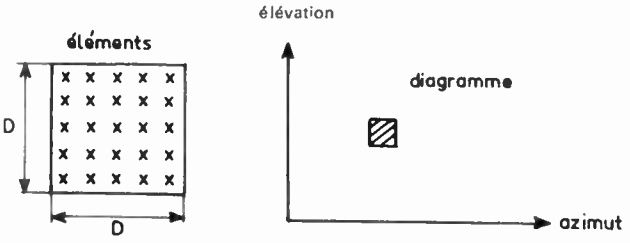


FIG. 9.

Si une des dimensions comporte n éléments, l'antenne exige n^2 éléments, ce qui devient souvent prohibitif.

Si on dispose d'une énergie rayonnée suffisante, la technique de corrélation permet de réduire le nombre d'éléments à 2 n sans changement de forme du diagramme (croix de Mills).

En effet, imaginons une croix constituée de deux ouvertures unidimensionnelles orthogonales (fig. 10), et multiplions les réponses de ces deux ouvertures. La seule partie commune est dans la direction de l'axe de l'antenne. On a donc produit le même diagramme qu'avec une ouverture rectangulaire.

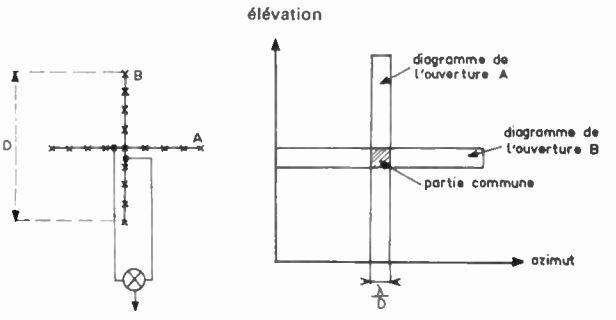


FIG. 10.

On peut aussi analyser cette configuration à l'aide de la fonction de transfert, comme indiqué dans l'annexe B.

Le spectre de l'ouverture rectangulaire classique s'obtient par la convolution de l'ouverture avec elle-même (fig. 11*a*).

Le spectre de la croix à corrélation est produit par la convolution d'une ouverture avec l'autre (fig. 11*b*).

On voit que toutes les fréquences spatiales sont présentes pour former un lobe unique.

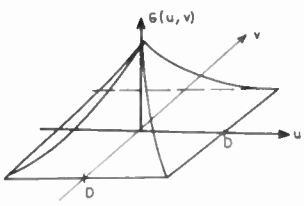


FIG. 11 *a*.

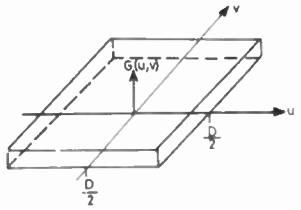


FIG. 11 *b*.

On peut encore supprimer la moitié d'un bras (fig. 12) sans changer la forme du spectre utile. La seule différence entre les deux systèmes est que, dans la croix complète, chaque fréquence apparaît deux fois tandis que, dans le deuxième cas, elle n'apparaît qu'une seule fois.

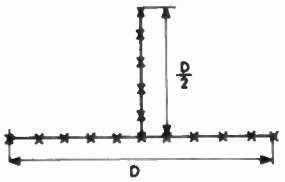


FIG. 12.

4. Système d'antenne immobile à grande résolution sur l'avion

Après ces considérations générales sur les antennes à corrélation, nous décrirons un système d'antennes à bord d'un avion, applicable à la cartographie radiométrique du sol.

Pour fixer les idées, nous allons considérer l'exemple-type d'un avion volant à l'altitude de 2 000 m et avec une vitesse de 360 km/h.

Nous souhaitons détecter des écarts minimaux de températures de l'ordre de 10°, sur des surfaces carrées d'environ 6 m de côté.

Une telle résolution demanderait, pour une antenne classique travaillant sur une longueur d'onde de 8 mm, une surface de $2{,}5 \times 2{,}5$ m et par conséquent difficilement aéroportable.

Nous allons décrire un système d'antennes synthétiques ayant la même résolution et qui pourrait être facilement monté sur l'avion.

Il s'agit d'un système à corrélation, composé de deux ouvertures longitudinales en croix (croix de Mills). En effet, dans un tel système, deux ouvertures étroites, de 2,5 m, de longueur, permettent d'obtenir la même résolution qu'une antenne classique de $2{,}5 \times 2{,}5$ m comme nous l'avons montré dans le chapitre 3.4.

La largeur de chaque ouverture est déterminée par les performances des récepteurs (leur température de bruit T_R, leur largeur de bande avant détection B et leur bande passante après détection b) et la température du fond T_A qui, en cas du sol, est de l'ordre de 300 °K.

Comme nous l'avons montré dans l'annexe *A*, Remarque 3, pour une croix formée de deux ouvertures identiques de longueur l et de largeur a (fig. 13). l'écart minimal de température détectable est :

$$\Delta T = \sqrt{2}\,\frac{l}{a}\sqrt{\frac{2b}{B}}\left[T_R + T_A\left(1+\frac{a}{l}\right)\right].$$

Choix de b

La valeur de la bande passante après détection b est déterminée par la cadence d'informations arrivant sur l'antenne. L'avion de notre exemple se déplace avec une vitesse de 100 m/s. En créant simultanément cinq pinceaux synthétiques couvrant une surface de longueur globale de 30 m, nous pourrons prendre une bande minimale de 3 Hz.

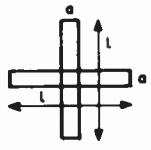


FIG. 13.

Choix de B et T_R

Nous disposons actuellement, dans notre laboratoire, d'un système amplificateur à 8 mm (mélangeur + amplificateur MF) dont la bande est 60 MHz et le facteur de bruit, de 10 dB (correspondant à 2 000 °K) (1). L'ensemble est entièrement transistorisé et peut être fabriqué en série.

Pour une valeur $l/q = 5$, la formule nous donne pour ΔT une valeur de :

$$\Delta T \approx 3^{\circ},$$

ce qui permet de déceler les variations de température de 10° à peu près avec un facteur signal/bruit de 3.

Les ouvertures des antennes auraient donc la forme donnée par la figure 14.

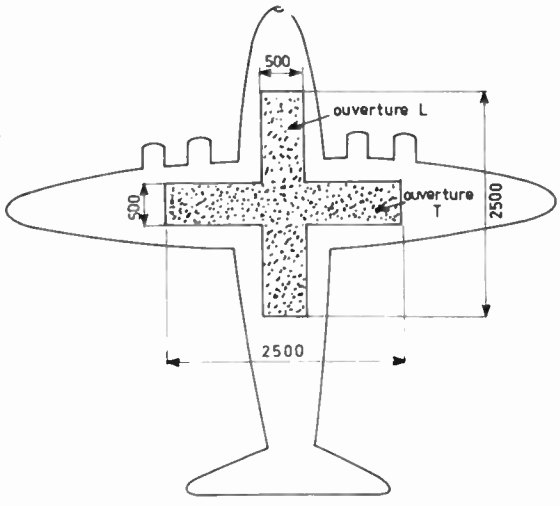


FIG. 14.

Pour pouvoir former simultanément cinq pinceaux dans le plan de l'axe de l'avion, on divise l'ouverture L en cinq antennes élémentaires. Le signal de chaque antenne est amplifié (après changement de

(1) Il est aussi probable que les performances s'amélioreront dans un proche avenir. Un récepteur transistorisé travaillant à 8 mm d'une bande passante de 600 MHz et d'un facteur de bruit de 10 dB existe aux Etats-Unis [4]. Nous avons néanmoins pris les chiffres du système existant dans notre laboratoire.

fréquence) et divisé en cinq parties. Une matrice forme cinq sommes S_1 à S_5 correspondant aux cinq pinceaux se recoupant à 3 dB (fig. 15).

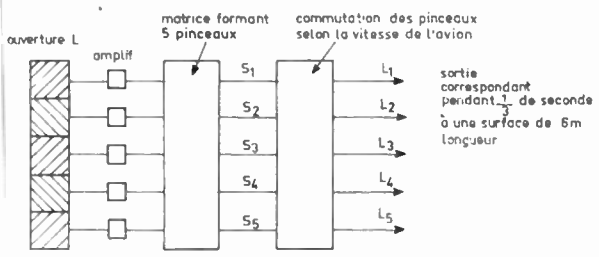


FIG. 15.

Les signaux S_1 à S_5 sont commutés aux sorties L_1 à L_5 de façon que la même surface élémentaire (de 6 m de longueur) corresponde à une sortie L pendant 30 m de déplacement de l'antenne (commutation chaque 6 m). La vitesse de commutation dépend donc de la vitesse de l'avion.

Pour pouvoir observer, dans le plan transversal, plusieurs directions à la fois, on divise également l'ouverture T en cinq parties (après amplification) et une matrice forme les sorties T_1 à T_5 correspondant aux cinq pinceaux (fig. 16).

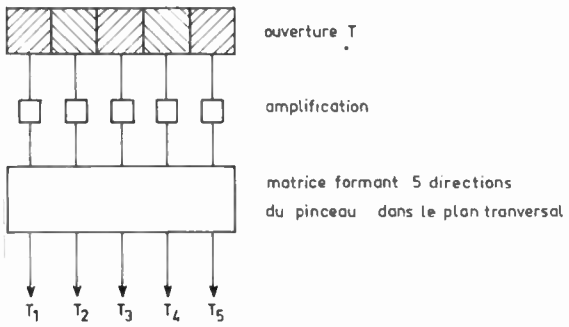


FIG. 16.

Chaque signal T_1 à T_5 est ensuite multiplié avec chaque signal L_1 à L_5 dans 25 multiplicateurs dont les sorties donnent 25 valeurs de température correspondant aux 25 surfaces élémentaires de 6×6 m pendant un cycle de durée de 1/3 s (fig. 17).

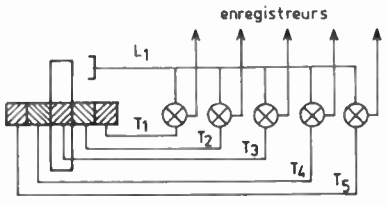


FIG. 17.

Pour pouvoir examiner, avec la même résolution, une surface globale plus étendue, on peut diviser l'ouverture T en un plus grand nombre de parties élémentaires ou utiliser des antennes élémentaires qui peuvent simultanément recevoir l'énergie de différentes directions (un paraboloïde multisource par exemple).

Par contre, le nombre des antennes élémentaires dans le réseau L n'est déterminé que par la sensibilité du récepteur et par le temps d'intégration (donc par la vitesse de l'avion). En utilisant un récepteur dont la bande HF est supérieure à 300 MHz, le temps d'intégration peut être réduit à 1/30 s et on pourrait utiliser une ouverture L unique. Dans ce cas, le schéma serait celui de la figure 18.

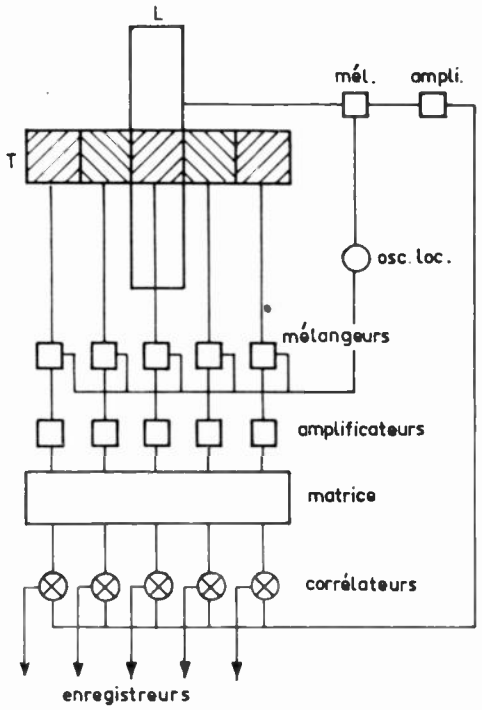


FIG. 18.

Le nombre de multiplicateurs serait égal au nombre de pinceaux reçus simultanément.

Remarques

1) *Les matrices* ne comportent pas beaucoup de difficultés étant donné qu'on travaille avec des signaux suffisamment forts et en MF. Il s'agit essentiellement de branchement par des câbles de longueurs différentes.

2) *Les antennes élémentaires* peuvent être de simples paraboloïdes, mais l'implantation sur avion des antennes du type plaqué conviendrait mieux. Il existe un type d'antenne qui paraît particulièrement bien

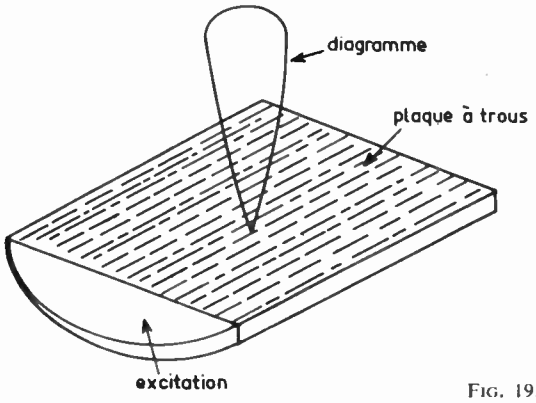


FIG. 19.

adapté à ce problème. Il s'agit de l'antenne plaquée [3] étudiée dans notre laboratoire. Elle est composée de deux plaques métalliques formant un guide d'onde. La plaque supérieure est percée de trous qui agissent comme sources rayonnantes (fig. 19).

L'antenne peut rayonner perpendiculairement à son plan et son épaisseur peut être très faible (de l'ordre de quelques millimètres).

3) *L'enregistrement* simultané pourrait être fait sur une bande de film, si le nombre de voies transversales était très grand.

ANNEXE A

Sensibilité des récepteurs radiométriques

La sensibilité des systèmes radiométriques est limitée par le bruit engendré dans le système lui-même et par le bruit du milieu entourant l'antenne.

La puissance de bruit du récepteur est donnée par :

$$P_r = kT_rB$$

où

k est la constante de Boltzmann ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°K),

B est la largeur de bande du récepteur avant détection

T_r est la température du bruit rapportée à la sortie de l'antenne.

Cette température est (fig. 20) :

$$T_r = T_l + T_{A\,\mathrm{HF}}\,A_l + T_{\mathrm{MF}}\,\frac{A_l}{G_r}$$

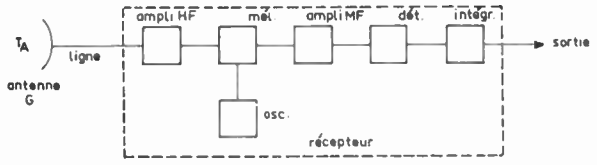


FIG. 20.

où

T_l est la température de bruit de la ligne de transmission.

T_{AHF} est la température de bruit de l'amplificateur de HF.

A_l est l'atténuation de la ligne de transmission

T_{MF} est la température de bruit du système mélangeur-amplificateur MF.

G_r est le gain de l'amplificateur HF.

L'antenne elle-même délivre une puissance de bruit qui dépend de la température du milieu entourant l'antenne (température du sol, du ciel, bruit atmosphérique, etc.), des lobes secondaires et des pertes de l'antenne. Cette puissance s'exprime par la température de bruit de l'antenne T_A. On exclut de T_A la puissance de bruit de l'objet mesuré, correspondant à ΔT.

La puissance de bruit du système radiométrique rapporté à l'entrée du récepteur est alors donnée par :

$$P_b = k(T_A + T_r)B$$

et la puissance du bruit de l'objet mesuré :

$$P_0 = k\Delta TB$$

La sensibilité du récepteur radiométrique peut être définie comme la température de l'objet ΔT qui donnerait la même réponse à la sortie du radiomètre que les fluctuations dues au bruit du système.

Dans ce cas, on peut démontrer [1, 2] que :

$$\Delta T = (T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}}$$

où b est la largeur de bande de fréquence après la détection.

En dehors des fluctuations dues au bruit du système, il en existe d'autres, causées par les variations de gain $\Delta G/G$ du récepteur.

Etant donné que les deux fluctuations sont indépendantes on peut écrire :

$$\Delta T = (T_A + T_r)\sqrt{\left(\sqrt{\frac{2b}{B}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}$$

Dans la plupart des cas, les variations $\Delta G/G$ sont prédominantes, même pour des récepteurs stabilisés avec soin et on emploie toujours un procédé pour les éliminer :

A.a. Procédé par commutation (récepteur de Dicke)

On branche périodiquement au récepteur soit l'antenne, soit une source étalon de bruit. Si la fréquence de commutation est suffisante (par rapport à la vitesse de variations de gain) et les bruits de l'antenne et de l'étalon, à peu près identiques, $\Delta G/G$ disparaît. Mais la vraie mesure n'étant faite que pendant la moitié du temps, on perd un facteur de 2 :

$$\Delta T = 2(T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}}.$$

A.b. Procédé par corrélation

Le signal de l'antenne (ou des antennes) passe par deux amplificateurs dont les sorties sont corrélées

(multipliées et intégrées). La sortie du corrélateur ne contient que la partie venant de l'antenne qui est la même dans les deux récepteurs. Les puissances de bruit des deux récepteurs ne sont pas corrélées et ne donnent pas une composante continue à la sortie du corrélateur.

La sensibilité de ce système est [2] :

$$\Delta T = \sqrt{2}\,(T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}}\sqrt{1+\left(\frac{T_A}{T_A+T_r}\right)^2}.$$

Si T_A est très petit, par rapport à T_r, $\left(\frac{T_A}{T_A+T_r}\right)^2$ est négligeable et on trouve :

$$\Delta T = \sqrt{2}\,(T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}}$$

valeur à peu près $\sqrt{2}$ meilleure que pour le récepteur de Dicke.

Si T_r est très petit par rapport à T_A,

$$\Delta T = 2(T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}},$$

valeur identique au récepteur de Dicke.

Remarque 1

On peut utiliser aussi deux récepteurs de Dicke (récepteur de Graham) qui donnent :

$$\Delta T = \sqrt{2}\,(T_A + T_r)\sqrt{\frac{2b}{B}}.$$

Remarque 2

ΔT n'est le vrai écart minimal de température mesurable que dans le cas où le lobe de l'antenne Ω est plus petit ou égal à l'angle solide ω sous lequel on voit l'objet mesuré (fig. 21).

Dans le cas contraire, si $\omega < \Omega$, l'écart minimal détectable est pondéré par le rapport Ω/ω et le vrai

$$\Delta T' = \frac{\Omega}{\omega}\Delta T.$$

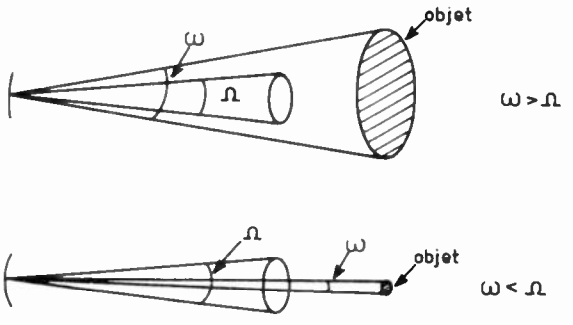


FIG. 21.

Remarque 3

Dans certains systèmes à corrélation, comme par exemple la croix de Mills, la largeur du lobe synthétique est très différente de la largeur du lobe des antennes employées. Il est utile de calculer ΔT dans ce cas.

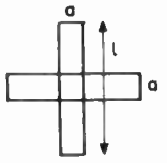


FIG. 22.

Pour simplifier, considérons que la croix de Mills est composée de deux bras égaux ayant des dimensions a et l (fig. 22).

L'angle solide synthétique (correspondant à la partie corrélée du signal) est de $\Omega_1 = \lambda^2/l^2$. L'angle solide correspondant à la surface de l'antenne est de $\Omega_2 = \lambda^2/2al$. L'augmentation de température ΔT dans le lobe synthétique doit donc être pondérée par

$$A = \frac{\Omega_2}{\Omega_1} = \frac{l}{2a}.$$

Dans ce cas :

$$\Delta T = A\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b}{B}}\left[T_r + T_A\left(1+\frac{1}{A}\right)\right]\times$$

$$\sqrt{1+\left(\frac{\frac{T_A}{A}}{T_A+T_r+\frac{T_A}{A}}\right)^2}$$

et pour $T_r \gg T_A$.

$$\Delta T = A\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b}{B}}\left[T_r + T_A\left(1+\frac{1}{A}\right)\right].$$

ANNEXE B

Fonction de transfert ou sensibilité spectrale d'une antenne [5]

Les propriétés directives d'une antenne sont généralement décrites par son diagramme de rayonnement. Mais, dans le cas où l'antenne est utilisée comme instrument de cartographie, il est plus commode d'introduire la notion de la fonction de transfert. Celle-ci n'est rien d'autre que la transformée de Fourier du diagramme de rayonnement, mais son interprétation physique permet mieux d'analyser et de synthétiser une antenne cartographique.

B.a. FONCTION DE TRANSFERT D'UN SYSTÈME CLASSIQUE

Imaginons une distribution de température (ou de rayonnement incohérent) donné par $f(x, y)$ (fig. 23).

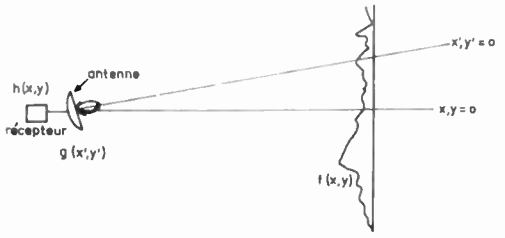


FIG. 23.

Si x, y sont les cosinus directeurs d'une certaine direction et $dxdy$ une petite région entourant cette direction, l'antenne reçoit une puissance :

$$h_1(x, y) = f(x-x', y-y')\, g(x', y')\, dx'\, dy'$$

où $g(x', y')$ est la fonction diagramme de l'antenne en puissance, et x', y' les coordonnées par rapport à l'axe de l'antenne.

En vertu de la linéarité de l'antenne, la puissance totale de la région vue par l'antenne est donnée par :

$$h(x, y) = \iint f(x-x', y-y')\, g(x', y')\, dx'\, dy'.$$

Ceci peut s'écrire comme une convolution :

$$h(x, y) = f(x, y) \otimes g(x, y)$$

En définissant les transformées de Fourier :

$$H(u, v) = \iint_{-\infty}^{\infty} h(x, y)\, e^{2\pi j(xu+yv)}\, dx dy,$$

$$H(u, v) \xrightarrow{TF} h(x, y)$$

$$F(u, v) = \iint_{-\infty}^{\infty} f(x, y)\, e^{2\pi j(xu+yv)}\, dx dy,$$

$$F(u, v) \xrightarrow{TF} f(x, y)$$

$$G(u, v) = \iint_{-\infty}^{\infty} g(x, y)\, e^{2\pi j(xu+yv)}\, dx dy,$$

$$G(u, v) \xrightarrow{TF} g(x, y)$$

on peut écrire :

$$H(u, v) = F(u, v) \,.\, G(u, v)$$

où u, v sont les fréquences spatiales en longueurs d'onde.

$G(u, v)$ est la fonction de transfert et nous allons montrer qu'il existe un procédé simple pour la déterminer.

Si on appelle $e(x, y)$ le diagramme en *amplitude complexe* de l'antenne, on a :

$$g(x, y) = |e(x, y)|^2 = e(x, y)\, e^*(x, y)$$

Nous savons également que le diagramme $e(x, y)$ est la transformée de Fourier de la distribution du champ sur l'antenne $E(\xi, \eta)$ où ξ et η sont les coordonnées sur l'antenne :

$$e(x, y) = \iint_{-\infty}^{\infty} E(\xi, \eta)\, e^{-2\pi j(x\xi+y\eta)}\, d\xi d\eta$$

$$E(\xi, \eta) \xrightarrow{TF} e(x, y)$$

et $$E^*(-\xi, -\eta) \xrightarrow{TF} e^*(x, y)$$

On peut alors écrire :

$$G(u, v) = \iint_{-\infty}^{\infty} E(\xi, \eta)\, E^*(\xi-u, \eta-v)\, d\xi\, d\eta$$

ou

$$G(u, v) = E(\xi, \eta) \otimes E^*(-\xi, -\eta).$$

La fonction de transfert est l'auto-corrélation de la répartition sur l'antenne, ou le produit de convolution de la répartition avec sa valeur conjuguée.

La fonction de transfert peut être facilement déterminée par une méthode graphique selon la figure 24.

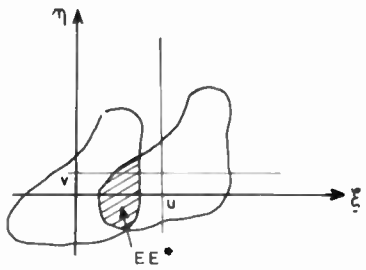


FIG. 24.

Pour chaque valeur de u et v, elle est donnée par la somme des produits de EE^* qui se trouvent sur un support (u, v) commun.

Par exemple, pour une ouverture de longueur D à répartition uniforme (dans une dimension) la fonction de transfert est triangulaire (fig. 25).

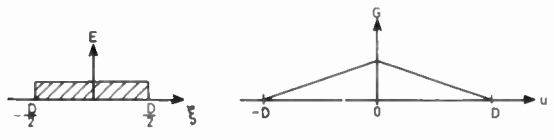
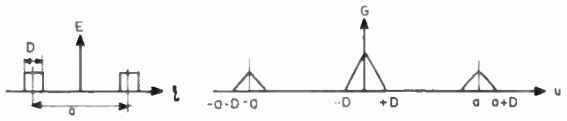


FIG. 25.

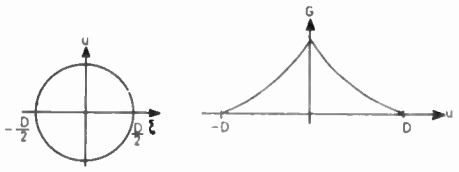
La fréquence spatiale maximale que le système peut transmettre :

$$u_{max} = D.$$

L'antenne agit donc d'une façon analogue a un système temporel, comme un filtre passe-bas.



a) Interféromètre à addition



b) Ouverture circulaire à répartition uniforme

FIG. 26.

B.b. FONCTION DE TRANSFERT D'UN SYSTÈME A CORRÉLATION

Considérons le système composé des deux antennes 1 et 2. Chaque antenne délivre une tension complexe, $e_1(x, y)$ et $e_2(x, y)$ respectivement. Si la distance entre les deux centres de phase des antennes est de a, la tension sortant d'un corrélateur s'écrit :

$$g(x, y) \approx e_1 e_2^* e^{2\pi j a x}.$$

Avec les mêmes notations pour la transformée de Fourier :

$$E_1 \xrightarrow{\text{TF}} e_1$$

$$E_2 \xrightarrow{\text{TF}} e_2$$

$$E_2^*(a-\xi, -\eta) \xrightarrow{\text{TF}} e_2 e^{2\pi j a x}$$

$$G(u, v) \xrightarrow{\text{TF}} g(x, y)$$

$$G(u, v) \approx \iint_{-\infty}^{\infty} E_1(\xi, \eta) E_2^*(a+\xi-u, \eta-v)\, d\xi\, d\eta$$

ou

$$G(u, v) = E_1(\xi, \eta) \otimes E_2^*(a-\xi, -\eta).$$

Dans le cas d'un système à corrélation, la fonction de transfert n'est plus une autocorrélation de la répartition sur l'antenne, mais une corrélation de la répartition sur une antenne, avec la valeur conjuguée de la répartition sur la deuxième antenne.

Il existe de nouveau une méthode graphique simple pour la détermination de la fonction de transfert (fig. 27).

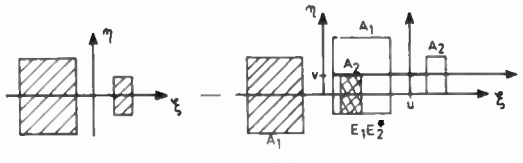


FIG. 27.

En déplaçant les deux antennes dans le plan ξ, η, il existe pour chaque u et v une valeur de $E_1 E_2^*$ qui correspond à l'aire commune de E_1 et E_2.

Par exemple, pour une ouverture uniforme avec une source omnidirectionnelle adjacente, la fonction de transfert est rectangulaire (fig. 28).

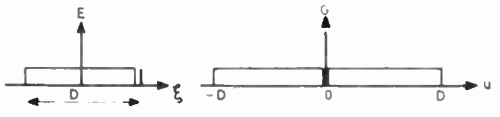


FIG. 28.

La fréquence spatiale maximale d'une ouverture D est la même que dans le système classique :

$$u_{\max} = D$$

mais cette fois le spectre est plat et le système est aussi sensible aux fréquences hautes qu'aux fréquences basses.

Autres exemples :

Interféromètre à corrélation (fig. 29)

Par rapport à l'interféromètre à addition, il n'y a pas de composante continue ni fréquences spatiales basses. Le système à corrélation peut donc fonctionner comme un système passe-bande, pourvu que les ouvertures de deux antennes ne se recouvrent pas.

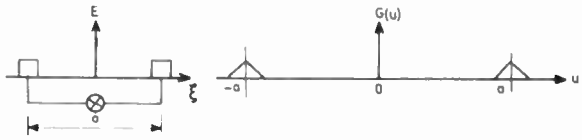


FIG. 29.

Système dont la sensibilité est proportionnelle à la fréquence spatiale (fig. 30).

Une application typique du système à corrélation est un système dont la sensibilité spectrale est proportionnelle à la fréquence spatiale. Effectivement, si l'ouverture d'une antenne a une distribution représentée sur la figure 30 et si on effectue la corrélation avec une source omnidirectionnelle, on voit immédiatement que le $G(u)$ croît linéairement avec u. Le système serait donc plus sensible à une répartition des petits objets.

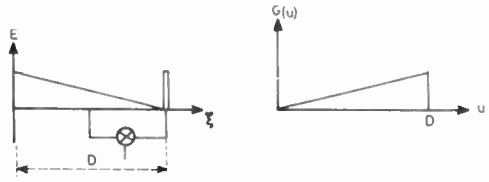


FIG. 30.

Interféromètre composé à corrélation

Un système possédant des propriétés intéressantes peut être conçu en juxtaposant un interféromètre et une ouverture continue (fig. 31).

En considérant l'interféromètre à addition comme antenne 1 et l'ouverture continue comme antenne 2,

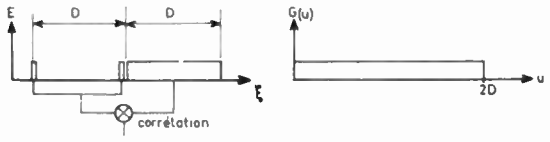


FIG. 31.

un système à corrélation donne un spectre uniforme avec une fréquence de coupure de $2D$. Le système se comporte comme une ouverture uniforme de longueur égale à $2D$, corrélée avec une source omnidirectionnelle, mais la moitié de l'ouverture a été remplacée par une source supplémentaire, d'où une économie considérable.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BROUSSAUD G., RICHARD B. — Intérêt comparé des radiométries infrarouges et hertziennes. *Annales de Radioélectricité*, tome XVIII, n° 72, avril 1963.

[2] BLUM J.E. — Sensibilité des radiotélescopes et récepteurs à corrélation. *Annales d'Astrophysique*, **22**, n° 2, mars-avril 1959.
TURIN M.E. — Radio-Astronomy Receivers. *IEEE Trans.* AP 12, n° 7, déc. 64, p. 930-938.

[3] BROUSSAUD G. — Etude de la diffraction des ondes électromagnétiques par un réseau de plaques percées de trous. *Annales de Rad.* N° 39, janvier 1955, et n° 43, janvier 1956.

[4] JORDAN P.R., PASCOLAR H.G. — The Radiometer Performance of a Solid State 35 Gc Receiver. *Proc. IEEE* Oct. 1965, pp. 1655-6.

[5] ARSAC J. — Transmission des fréquences spatiales dans les systèmes récepteurs d'ondes courtes. *Optica Acta*, vol. 2, pp. 112-118, 1955.

DISCRIMINATION DE SOURCES DE RADIATIONS rectangulaires et circulaires de grande étendue au moyen D'ANTENNES RADIOMÉTRIQUES

PAR

E. SCHANDA

Institut de Physique Appliquée

Université de Berne. Suisse.

1. Introduction

C'est la largeur des lobes principaux des antennes directives qui donne la possibilité de discriminer les radio-sources voisines.

Dans le cas de radio-sources de surfaces étendues — comme par exemple dans le domaine de l'analyse radiométrique — la largeur et la forme du faisceau d'antenne détériorent sensiblement les possibilités de discrimination des rayonnements provenant de surfaces d'émission différentes, ainsi que des limites qui les séparent.

En microondes, les largeurs de rayonnement de l'antenne — même dans le cas où on utilise des diamètres d'antenne de quelques mètres — ne sont pas aussi petites qu'on désirerait les avoir pour obtenir une discrimination satisfaisante de tous les contrastes.

Pour connaître aussi bien que possible la répartition des radiances de sources de surface étendue, il est nécessaire de procéder au calcul de l'atténuation provoquée par le pouvoir limité de résolution de l'antenne.

MATT et KRAUS ont traité le problème d'une source ponctuelle ; il concerne la réception d'un rayonnement provenant d'une source unique s'étendant le long d'un réseau linéaire. Dans ce cas, le diagramme du réseau est plus étroit dans une direction ou, du moins, comparable à l'angle sous-tendu par la source mais il est plus large dans une direction perpendiculaire.

Dans ce qui suit, on traitera un problème à trois dimensions ; il consistera à admettre qu'une antenne à réflecteur parabolique à symétrie axiale reçoit un rayonnement de sources dont la largeur angulaire est comparable à celle de l'antenne.

2. La fonction gain et la puissance reçue

Pour une antenne à réflecteur parabolique avec symétrie axiale, on peut trouver la fonction gain [2] d'après :

$$G(\theta) = \left| \frac{J_{n+1}\left(\frac{2\pi\rho_0}{\lambda}\sin\theta\right)}{\left(\frac{2\pi\rho_0}{\lambda}\sin\theta\right)^{n+1}} \cdot 2^{n+1} \cdot n! \right|^2 \qquad (1)$$

où θ est l'angle polaire dans le système de coordonnées sphériques, λ la longueur d'onde, ρ_0 le rayon de l'ouverture, J_{n+1} la fonction de Bessel d'ordre $n+1$. L'équation (1) est valable à condition de supposer que le diagramme de rayonnement primaire de l'alimentation produit une densité de rayonnement, à l'ouverture du réflecteur parabolique, égale à :

$$D(l) = \left[1 - \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^2\right]^n.$$

L'exposant est compris entre 1 et 3 pour les alimentations normales.

En ce qui concerne l'application à la radio-astronomie et à la radiométrie, un choix convenable de ρ_0 et $D(l)$ permet de réduire tous les lobes latéraux et de les abaisser à moins de -20 dB du lobe principal. Cela signifie que nous pouvons nous contenter du lobe principal pour les calculs qui suivent. En outre, il est légitime de remplacer sin θ par θ parce que la largeur du lobe principal n'est seulement que de quelques degrés pour les antennes qui nous intéressent.

En définitive, on peut montrer que l'équation (1) est assez proche de la fonction plus facilement intégrable :

$$G(\theta) = A \exp(-h^2\theta^2) \qquad (2)$$

qui abaisse de 1/10 le maximum du lobe principal. A est une constante de normalisation et h est la moitié de la largeur du diagramme défini par les points à mi-puissance (θn), c'est-à-dire :

$$h = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\theta_N} . \qquad (3)$$

L'antenne utilisée dans nos expérimentations a un diamètre d'environ 100 longueurs d'onde ($2\theta_N = 48' \pm 2'$ et possède un lobe principal qui peut être représenté d'une manière approchée par la courbe de Gauss jusqu'à moins de -17 dB avec une précision meilleure que 2 % de la valeur crête.

L'angle solide qui est sous-tendu par un rayonnement de source de grande étendue peut être subdivisé en plusieurs sections Ω_i, de telle manière qu'à l'intérieur de Ω_i, la radiance $S_i(\theta_i, \phi_i)$ puisse être considérée comme constante : à l'extérieur de Ω_i, on supposera $S_i = 0$. θ_i et ϕ_i sont les coordonnées sphériques du point caractéristique de l'angle solide partiel Ω_i ; elles le situent par rapport à l'axe du lobe principal de l'antenne ($\theta = 0$).

La puissance reçue par la section $i^{ème}$ de la source sera :

$$B_i(\theta_i, \phi_i) = A \int_{\Omega_i} \exp(-h^2\theta^2) \cdot S_i(\theta_i, \phi_i)\, d\Omega. \qquad (4)$$

3. Puissance reçue provenant de sources homogènes de configurations particulières

On peut obtenir une simplification du calcul en utilisant des coordonnées rectangulaires (θ_x, θ_y) au lieu des coordonnées polaires (θ, ϕ). L'axe du lobe principal sera pris comme axe des z et le plan θ_x, θ_y pourrait être assimilé au plan tangent à la sphère unité dans le système de coordonnées polaires.

L'expression de la puissance reçue par la section d'indice i, en provenance de la source, peut alors être écrite sous la forme :

$$B_i(\theta_{xi}, \theta_{yi}) = A \int_0^{\prime} \int_0^{\infty} \exp[-h^2(\theta_x^2 + \theta_y^2)] \times S_i(\theta_x, \theta_y)\, d\theta_x\, d\theta_y. \qquad (5)$$

Dans (5), les coordonnées rectangulaires sont utilisées sans faire de distinction entre angles et tangentes, car B n'est pas affecté de façon significative par ce qui provient des régions extérieures à 3 θ_N. D'après ce raisonnement simple, il est légitime de prendre l'infini comme limite supérieure d'intégration.

Nous pouvons à présent tenir compte de la source de rayonnement rectangulaire homogène en prenant comme radiance normalisée $S = 1$ à l'intérieur des limites θ_A, θ_B, θ_C, θ_D et $S = 0$ à l'extérieur (fig. 1).

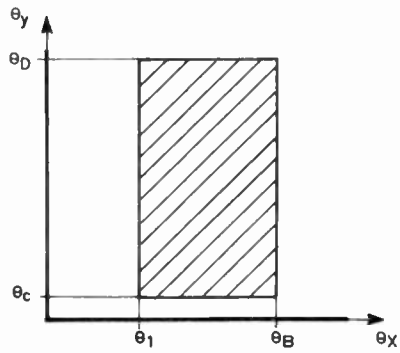


FIG. 1. — Source uniforme rectangulaire rayonnant de manière homogène et ses coordonnées angulaires par rapport à l'axe du lobe principal de l'antenne.

Le rectangle peut prendre une position arbitraire par rapport à l'axe du lobe principal ($\theta_x = \theta_y = 0$).

Les directions des axes des coordonnées θ_x, θ_y sont habituellement choisies parallèles aux côtés de ce rectangle.

La puissance reçue devient :

$$B(\theta_A, \theta_B, \theta_C, \theta_D) = \frac{\pi A}{4h^2} [\operatorname{erf}(h\theta_B) - \operatorname{erf}(h\theta_A)] \times [\operatorname{erf}(h\theta_A) - \operatorname{erf}(h\theta_C)] \qquad (6)$$

où l'expression de la fonction de Gauss (fonction d'erreur) est définie par :

$$\operatorname{erf} v = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^v \rho^{-x^2}\, dx.$$

Si le rectangle est assimilable à une lamelle de longueur infinie, parallèle, par exemple, à l'axe des θ_y, la seconde parenthèse de l'expression (6) prend la valeur 2. On peut considérer la longueur infinie si la condition :

$$\theta_0 - \theta_c > 6\theta_M$$

est remplie, et si la lamelle se présente symétriquement par rapport à l'axe des x_M.

Nous sommes dans le cas d'un rayonnement demi-plan, s'il n'y a qu'une seule limite, par exemple θ_1, à l'intérieur du lobe de l'antenne.

La puissance reçue devient alors :

$$B(\theta_A) = \frac{\pi A}{2h^2}\,[1 - \mathrm{erf}\,(h\theta_A)]. \qquad (7)$$

La figure 2 représente les courbes de puissance résultante pour deux largeurs de bande différentes et pour un demi-plan rayonnant. Le plan circulaire rayonnant de manière homogène dans une position

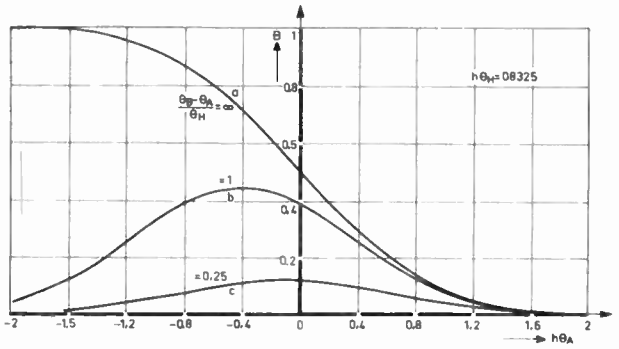


FIG. 2. — Diagramme résultant de la puissance reçue (B) coupant l'antenne dans le cas d'une source uniforme. « a » est le cas d'un demi-plan « b » et « c » sont deux bandes de largeurs relatives différentes. Le mouvement se fait perpendiculairement aux limites.

Normalisation : $\frac{\pi A}{h^2} = 1$.

arbitraire à l'axe du lobe principal (fig. 3) donne une puissance reçue de

$$B(\theta_A, \theta_B, \theta_R) = \frac{\sqrt{\pi A}}{2h}\int_{\theta_A-\theta_R}^{\theta_A+\theta_R} \mathrm{d}\theta_{(B)} \exp\,(-h^2\theta^2) \text{ etc.} \qquad (8)$$

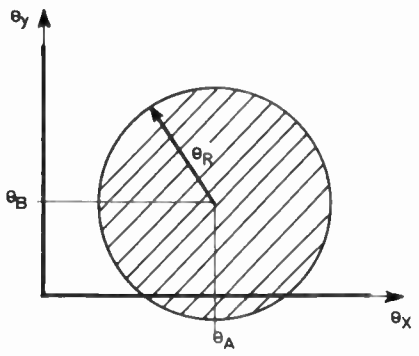


FIG. 3. — Source circulaire uniforme rayonnant de manière homogène et ses coordonnées angulaires par rapport à l'axe du lobe principal de l'antenne.

Dans l'équation (8) l'intégration sur θ_y a été faite, mais l'intégration sur θ_x doit être résolue numériquement. La figure 4 représente les courbes de puissance résultant de l'équation (8) pour $\theta_B = 0$ avec différents diamètres de disques quand θ_A est variable. $\theta_R = 0$ indique la source ponctuelle et donne le diagramme d'antenne original. On reconnaît que le diagramme résultant ne diffère pas beaucoup du diagramme original jusqu'à des valeurs de $\theta_R = 1/2\,\theta_H$. Pour de grandes valeurs de θ_R/θ_H, les courbes ressemblent

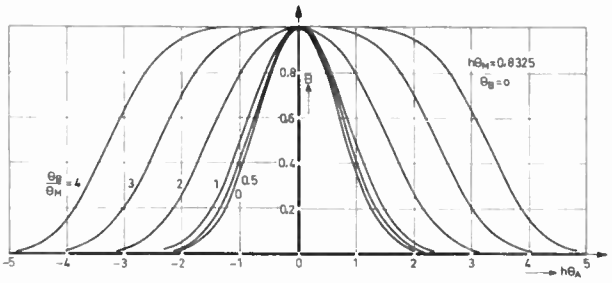


FIG. 4. — Diagramme résultant de sources homogènes circulaires de rayons relatifs différents θ_R/θ_H pour un faisceau d'antenne coupant le centre du disque ($\theta_B = 0$).

de plus en plus à celles que nous avons pour le demi-plan (fig. 2).

La figure 5 représente les diagrammes $\theta_B \neq 0$ pour un rayon de disque relatif $\theta_R/\theta_H = 2/3$. On a choisi cette valeur, car elle correspond au rapport du diamètre du soleil et de la largeur de l'antenne à 3 dB.

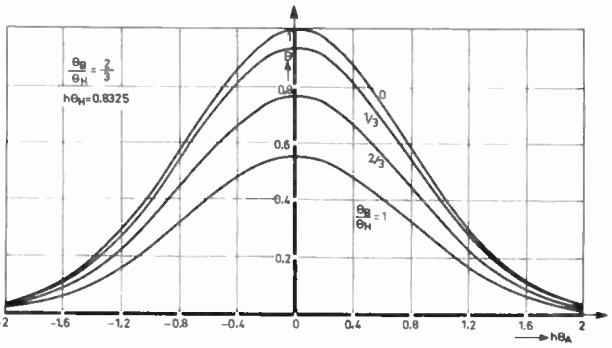


FIG. 5. — Diagramme résultant d'une source homogène circulaire de rayon relatif $\theta_R/\theta_H = 2/3$ le coupant avec des angles différents θ_A/θ_H entre l'axe de l'antenne et le centre du disque.

Dans le cas particulier où l'antenne est dirigée exactement vers le centre du disque rayonnant circulaire, on peut obtenir une formule très simple pour la puissance reçue si on se réfère aux coordonnées polaires de l'équation (4). Avec la condition $\sin\theta \approx \theta$, nous avons :

$$B(\theta_R) = A\,\frac{\pi}{h^2}\,[1 - \exp\,(-h^2\theta_R^2)]. \qquad (9)$$

Le rapport entre la puissance reçue provenant d'un disque rayonnant circulaire placé sur l'axe des Z et celle provenant d'une source rayonnante de même radiance vue sous un angle solide $\theta > 3\,\theta_H$, est donnée par :

$$\frac{B(\theta_R)}{B(3\theta_H)} = 1 - \exp\,(-h^2\theta_R^2) \qquad (10)$$

formule dans laquelle $\exp(-h^2\theta^2) \approx 0$ pour $\theta > 3\,\theta_H$.

Il est difficile de confirmer expérimentalement les relations évaluées, avec des sources rayonnantes artificielles, car on a de grandes chances d'avoir des sources d'erreurs importantes : ou bien des rayonnements perturbateurs proviennent des régions voisines

de la source, ou bien les fronts d'onde sont incurvés dans le plan de l'ouverture si la distance entre l'antenne et la source est trop petite.

Cependant, le soleil calme est valable pour vérifier les formules des disques circulaires. C'est, à une longueur d'onde de 3 cm, un disque rayonnant bien homogène [3] devant un arrière-plan froid. Mais, le diamètre du soleil apparaît comme n'étant que les 2/3 de la largeur de notre antenne. Avec ce petit rapport, on ne peut pas parler d'une vérification précise des calculs. Néanmoins, nous avons mesuré un grand nombre de passages. Les points d'une courbe représentative sont tracés sur la figure 6 et comparés aux courbes calculées avec le même diamètre normalisé $\theta_R/\theta_H = 2/3$ et la source ponctuelle. Même dans ce cas défavorable, il y a un accord significatif.

Une version un peu plus détaillée de cet article a paru durant l'été 1966 dans « *Archiv der elektrischen Übertragung* ».

L'auteur remercie le Pr K.P. MEYER pour sa collaboration et l'intérêt continu qu'il a porté à ce travail.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MATT S., KRAUS J.D. — *Proc. IRE* 43, 1955, 821.
[2] KUHN R. — Mikrowellenantennen, VEB-Verlag Berlin 1964, pp. 293 und 472.
[3] KUNDU M.R. — Solar Radio Astronomy, J. Wiley & Sons, New York 1965.

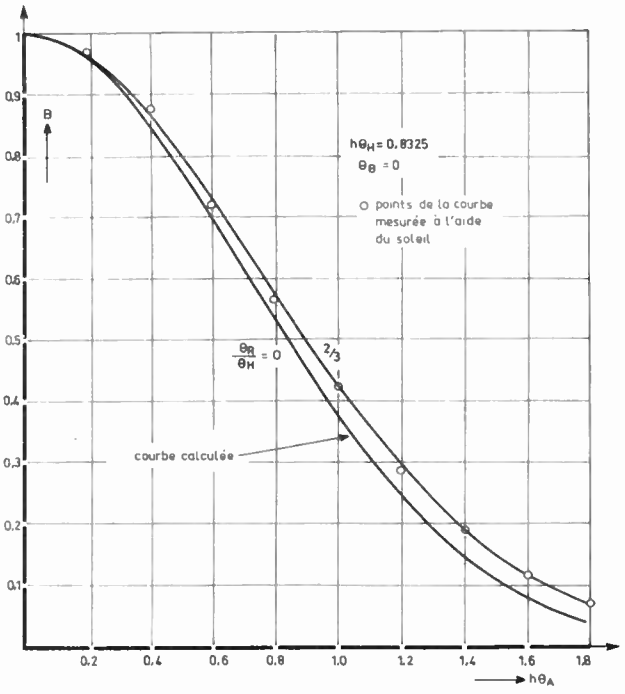


FIG. 6. — Diagramme calculé pour la source ponctuelle et la source circulaire de rayon relatif θ_R/θ_H 2/3 pour une position centrale. Pour les points de comparaison d'un diagramme mesuré avec le soleil comme source (θ_R/θ_H — 2/3).

OPTIMISATION D'UNE ANTENNE FROIDE PAR L'EMPLOI DE SOURCES MULTIMODES

PAR

S. DRABOWITCH

Compagnie Française Thomson-Houston

PREMIÈRE PARTIE

Optimisation du facteur de qualité d'une antenne froide

Cas d'un réflecteur parabolique

Le but de cette première partie est de déterminer, dans le cas d'un réflecteur parabolique, les lois d'illumination primaire conduisant au facteur de qualité maximal et de montrer que les conditions d'optimisation sont généralement différentes de celles qu'on obtient pour une antenne classique où le bruit thermique terrestre est négligeable.

Les calculs ont été poursuivis jusqu'aux applications numériques, grâce à l'emploi d'un ordinateur électronique GE 225.

La méthode suivie peut servir de modèle dans le cas d'une structure d'antenne plus complexe, comme l'antenne Cassegrain.

1. Problème posé

Considérons une antenne parabolique. L'image d'une radiosource située à l'infini sur l'axe est une figure de diffraction qui définit la loi de répartition du flux énergétique dans le plan focal. On y distingue habituellement un lobe central et des anneaux périphériques (fig. 1). Cette loi est fixée (en amplitude complexe) par une fonction $\psi(r)$ (r = distance d'un point P du plan focal au foyer F, F = distance focale).

Dans les antennes classiques, où le bruit du rayonnement thermique terrestre n'entre pas en considération, le rôle de l'ouverture primaire placée au foyer est d'intercepter le maximum du flux énergétique utile réparti par la figure de diffraction. *Le facteur de gain* d'une antenne est défini par la fraction de flux énergétique interceptée par la source primaire, soit $f(r)$ la loi d'illumination qu'aurait l'ouverture primaire si elle fonctionnait à l'émission (fig. 1).

On démontre alors que l'expression mathématique du facteur de gain est donnée par le produit de convolution normé entre $\psi(r)$ et $f(r)$:

$$\eta = \frac{\left| \iint f(r)\,\psi(r)^*\,\mathrm{d}S \right|^2}{\iint f^2\,\mathrm{d}S \iint \psi^2\,\mathrm{d}S}. \qquad (1)$$

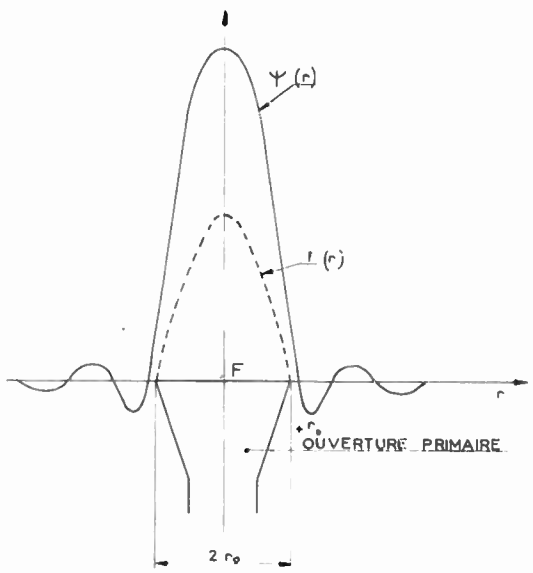


FIG. 1. — Facteur de gain

Le gain s'obtient en multipliant le facteur ci-dessus η par le gain théorique $4\pi A_0/\lambda^2$ (A_0 aire de l'antenne, λ longueur d'onde).

Le facteur de gain est unitaire et maximal si

$$f(r) \equiv \psi(r)$$

c'est-à-dire si la loi d'illumination primaire reproduit la forme de la figure de diffraction. On remarque l'analogie de ces considérations avec la théorie des filtres linéaires.

Pratiquement, les dimensions de la source primaire sont limitées à un rayon r_0 et il est impossible de reproduire rigoureusement la forme de la figure de diffraction.

En fait, dans les antennes classiques, on se contente d'utiliser une source primaire interceptant uniquement le lobe principal de la figure de diffraction et les facteurs de gain obtenu sont médiocres (50 à 60 %).

Dans le domaine des antennes froides, le rôle de la source primaire est plus complexe. Considérons à nouveau le paraboloïde orienté vers le ciel (fig. 2).

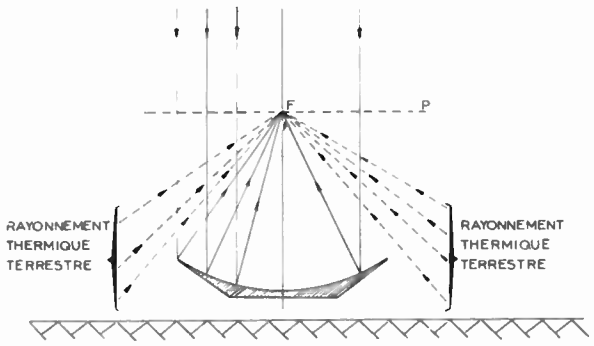


FIG. 2. — Facteur de qualité

Plan focal traversé par :

1° Flux de rayonnement utile. Fraction captée par l'antenne, facteur de gain η.

2° Flux de bruit thermique. Fraction captée : mesurée par la T_A.

Nous avons vu que son plan focal est traversé par un flux d'énergie utile réparti selon la figure de diffraction. Il y a lieu d'y ajouter un flux d'énergie de bruit provenant principalement du rayonnement thermique terrestre. Le rôle de l'ouverture primaire n'est plus seulement d'optimiser le facteur de gain, mais d'optimiser le *rapport* entre le facteur de gain et le bruit thermique total : flux de bruit terrestre intercepté et bruits d'origines diverses. Ce rapport est défini par ce que nous avons appelé le *facteur de qualité* de l'antenne :

$$Q = \frac{\eta}{T_A + T_L} \qquad (2)$$

avec η facteur de gain,

T_A température de bruit provenant du rayonnement thermique terrestre,

T_L température de bruit réunissant toutes les autres sources de bruit (bruits cosmiques, atmosphériques, récepteur, pertes, etc.).

Le problème est alors le suivant : *étant donné une source primaire de diamètre limité* ($2\ t_0$), *trouver la loi d'illumination* $f(t)$ *telle que le facteur de qualité* Q *soit maximal.* Ce maximum ne coïncide avec celui de η que dans le cas particulier où T_A est nul. En général, il sera distinct. En fait, seuls les facteurs η et T_A dépendent de la forme de la fonction f. Nous allons donc être amenés à rechercher l'optimisation de Q avec diverses hypothèses relatives à T_L (par exemple T_L = 10 °K, 25 °K, 50 °K).

2. Expression de la température de bruit d'origine terrestre T_A

Comme il a déjà été expliqué, le réflecteur étant orienté vers le zénith, le bruit terrestre atteignant la source primaire provient principalement des directions extérieures à la périphérie du réflecteur. Par conséquent, la température de bruit T_A est mesurée par la fraction du *diagramme* primaire extérieure à la périphérie du réflecteur (fig. 3).

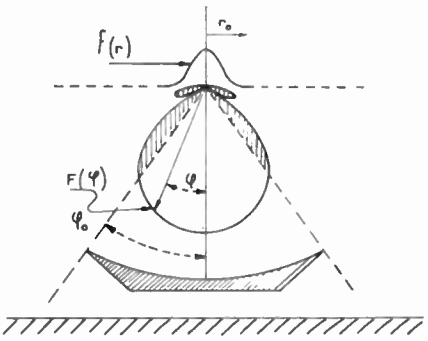


FIG. 3. — Température de bruit.

Si $F(\varphi)$ est le diagramme primaire et φ_0 le demi-diamètre apparent du réflecteur vu du foyer, la température de bruit due au rayonnement terrestre s'exprime par la formule :

$$T_A = T_0 \left[1 - \frac{\int_0^{\varphi_0} |F(\varphi)|^2 \sin\varphi \, d\varphi}{\int_0^{\pi/2} |F(\varphi)|^2 \sin\varphi \, d\varphi} \right] \qquad (3)$$

(T_0 température du sol : 290 °K environ).

Le diagramme $F(\varphi)$ est relié à l'illumination du plan focal $f(r)$ par la relation :

$$F(\varphi) = \frac{1+\cos\varphi}{2} \int_0^{r_0} f(r) J_0\left(\frac{2\pi r}{\lambda} \sin\varphi\right) r \, dr \, . \qquad (4)$$

Si la distance focale est assez grande, on peut négliger le facteur $\frac{1+\cos\varphi}{2}$ ce qui permet d'utiliser les variables réduites : $v = \sin\varphi$, $t = \frac{r}{\lambda}$.

Cette notation exprime l'analogie entre les propriétés de l'antenne et celles d'un filtre où t est le temps et v la fréquence :

$$F(v) \simeq \int_0^{t_0} f(t) J_0(2\pi t v) \, dt \, . \qquad (4 \text{ bis})$$

Les formules (1), (2), (3) et (4) donnent les éléments nécessaires pour rechercher l'optimisation du facteur Q.

3. Degré d'approximation N de la figure de diffraction

La recherche de la loi d'illumination optimale $f(r)$ est un problème du « filtre optimal » tel qu'on le formule dans le cadre de la théorie de l'information [1]. La détermination directe de la fonction $f(r)$ ne sera pas abordée ici. Nous allons rechercher une solution approximative au moyen de deux notions physiques :

— le degré d'approximation N de la figure de diffraction par l'illumination primaire,

— le coefficient de directivité α du diagramme primaire.

Le réflecteur de diamètre D et de distance focale F est illuminé de façon uniforme par la radiosource considérée. Sa loi d'illumination peut être représentée par une fonction rectangulaire : constante pour $\nu < \nu_0$, nulle pour $\nu > \nu_0$. La figure de diffraction qui en résulte est le spectre de cette illumination au sens de la transformée de Fourier. Son expression est, à une constante près :

$$\psi(t) = \Lambda_1(2\pi\nu_0 t) = \Lambda_1(u) \qquad (5)$$

avec :

$$u = 2\pi\nu_0 t \quad \text{et} \quad \Lambda_1(u) = 2\,\frac{J_1(u)}{u}$$

où J_1 est la fonction de Bessel de première espèce de l'ordre 1. Cette figure de diffraction s'étend, en principe, jusqu'à l'infini (voir fig. 4). Si l'on désire maximiser le facteur de gain η, la formule (1) montre qu'il faut identifier l'illumination primaire $f(t)$ à la loi $\psi(t)$. Mais l'ouverture de la source primaire étant limitée au rayon r correspondant au paramètre $t = t_0 = r_0/F$, cette identification n'est possible que pour $t < t_0$.

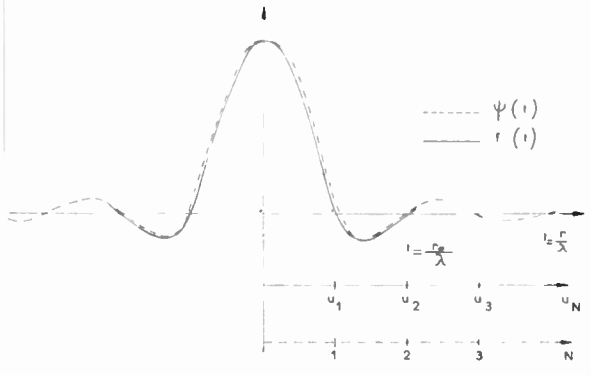


FIG. 4. — Degré d'approximation de la figure de diffraction.

Au-delà : $f(t) = 0$. Il en résulte que le *diagramme primaire* associé, spectre de la fonction $f(t)$ ne reconstitue pas exactement l'illumination rectangulaire uniforme, mais une loi approchée : on peut dire que cette loi résulte du *filtrage* de la loi rectangulaire à travers un filtre spatial dont le spectre est limité à t_0.

La formule (5) montre que le degré d'approximation n'est pas mesuré par t_0, mais par le *produit* $\nu_0 t_0$. Pratiquement, il est commode d'introduire le *nombre N de lobes de la figure de diffraction, reconstitués par la source* primaire :

Ce nombre a approximativement pour valeur :

$$N \simeq 2\nu_0 t_0 = \frac{D}{\lambda}\,\frac{r_0}{F}\,. \qquad (6)$$

On reconnaît l'expression du *nombre de degrés de liberté* d'un signal de durée t_0 à spectre limité à la fréquence ν_0 [2].

Le calcul de la transformée de Fourier des lois d'illumination ainsi définies, conduit à l'expression suivante des diagrammes pour les divers degrés d'approximation N :

$$F_N(\nu) = \frac{1}{2}\int_0^{u_N} \Lambda_1(u)\Lambda_0\left(\frac{\nu}{\nu_0}u\right) u\,du \qquad (7)$$

u_N étant le Nième zéro de la figure de diffraction, c'est-à-dire de la fonction J_1. L'allure des diagrammes correspondants est représentée figure 5. On constate

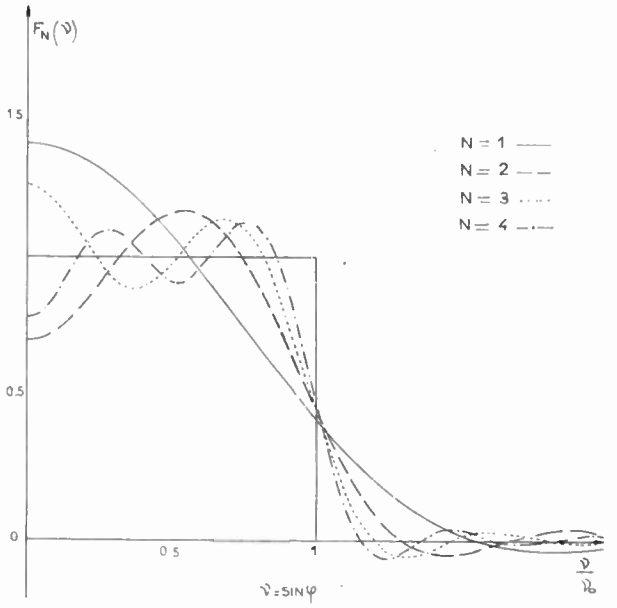


FIG. 5. — Diagrammes primaires d'une source en fonction du degré d'approximation.

que les « flancs » ne sont pas rigoureusement verticaux mais possèdent une pente croissant avec N. De plus, des oscillations apparaissent à l'intérieur et à l'extérieur du lobe principal, produisant ainsi des lobes latéraux. Ces diagrammes conduisent au facteur de gain η maximal qu'il est possible d'obtenir avec une source primaire de rayon r_0 donné, puisque celle-ci intercepte la totalité du flux énergétique jusqu'au Nième zéro. Avant de les discuter plus profondément, nous allons introduire le second paramètre.

4. Coefficient de directivité du diagramme primaire

Nous avons vu au chapitre I que le bruit thermique terrestre est mesuré par la portion des diagrammes précédents, extérieure au réflecteur. Pour réduire cette zone, on peut envisager d'augmenter la pente des diagrammes au voisinage de $v = v_0$. Mais pour cela, il faut augmenter N. Si N est fixé, il est possible de réaliser une « contraction » du diagramme en augmentant sa directivité relative sans changer sa forme (du moins au premier ordre) (fig. 6). Cela est possible en imposant, à la loi d'illumination $f(t)$, la « dilatation » inverse, c'est-à-dire une affinité telle que son expression soit la suivante :

$$\left.\begin{aligned} f_{N_1\alpha}(t) &= \Lambda_1\left(\frac{u}{\alpha}\right) && u \leqslant u_N \\ f_{N_1\alpha}(t) &= 0 && u > u_N \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

$$(u \equiv 2\pi\nu_0 t)$$

Bien entendu, en réalisant cette opération, on améliore la température de bruit, mais on s'éloigne des conditions de gain maximal.

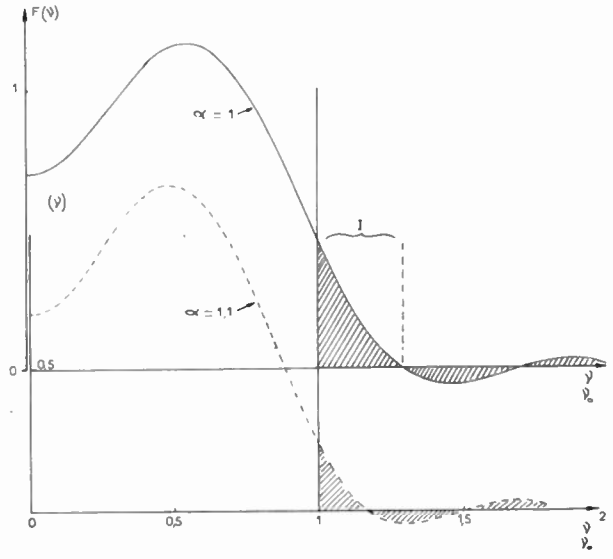


FIG. 6. — Diagrammes primaires d'une source pour N donné en fonction du coefficient de directivité α. Influence sur le bruit. La zone hachurée correspond à la zone de bruit thermique terrestre.

Nous allons maintenant rechercher l'influence des deux paramètres N et α sur le facteur de gain η, la température de bruit T_A et finalement sur le facteur de qualité Q, selon les hypothèses faites sur la température globale T_R. Tous les calculs nécessaires ont été faits au moyen de l'ordinateur GE 225 du Centre de Calcul de la Compagnie.

5. Influence des facteurs N et α sur les diagrammes primaires et sur le facteur de gain

5.1. Diagrammes primaires

Le calcul de la transformée de Fourier de l'illumination $f_{N_1\alpha}(t)$ que nous venons de définir, conduit à l'expression suivante des diagrammes primaires :

$$F_{N_1\alpha}(v) = \int_0^{u_N} \Lambda_1\left(\frac{u}{\alpha}\right)\Lambda_0\left(\frac{v}{v_0}u\right) u\,du \qquad (9)$$

u_N étant le Nième zéro de la fonction Λ_1, c'est-à-dire de la fonction J_1. Les diagrammes correspondants sont tracés figure 5 pour $\alpha = 1$. On constate que pour $N = 1$, c'est-à-dire lorsque la source primaire ne reconstitue que le lobe principal de la figure de diffraction, le niveau relatif de recoupement du diagramme primaire sur les bords du réflecteur *par rapport au niveau maximal*, est voisin de 10,5 dB : ceci correspond bien à la recommandation classique pour obtenir le gain maximal.

Par contre, lorsque N croît, on constate que le niveau de recoupement pour $v = v_0$, par rapport au niveau moyen, tend vers 1/2, c'est-à-dire 6 dB.

5.2. Facteur de gain

La formule de convolution (1) conduit à l'expression suivante du facteur de gain :

$$\eta_N(\alpha) = \frac{1}{4\alpha^2}\,\frac{\left|\int_0^{u_N}\Lambda_1(u)\Lambda_1\left(\frac{u}{\alpha}\right)u\,du\right|^2}{1-J_0^2\left(\frac{u_N}{\alpha}\right)-J_1^2\left(\frac{u_N}{\alpha}\right)}. \qquad (10)$$

Les variations de $\eta_N(\alpha)$ sont représentées figure 7.

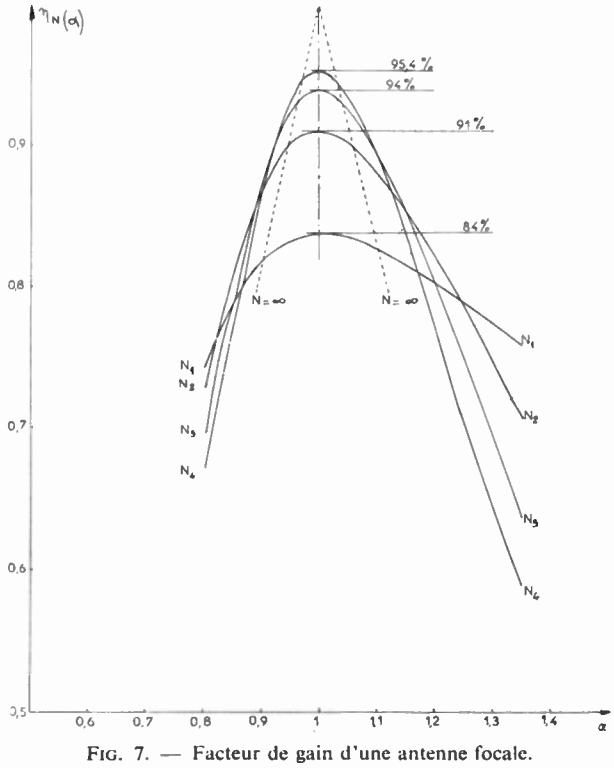


FIG. 7. — Facteur de gain d'une antenne focale.

α = facteur d'affinité entre la loi d'illumination primaire et la figure de diffraction.

N = nombre de lobes de la figure de diffraction englobés par la source primaire $\tau_{N\alpha}(\alpha) \simeq 1-2|1-\alpha|$.

On constate que le maximum est toujours obtenu pour $\alpha = 1$, c'est-à-dire sans affinité. De plus, ce maximum croît et devient de plus en plus aigu en fonction du degré d'approximation N, comme le montre le tableau I dont les chiffres ne tiennent pas compte des pertes de gain dues aux phénomènes secondaires : diffraction sur le pourtour du réflecteur, masque des structures primaires, etc.

TABLEAU I

N	η_{max}
1	84
2	91
3	94
4	95,4

Rappelons que ce facteur de gain représente le pourcentage d'énergie contenu dans les anneaux successifs de la figure de diffraction.

A la limite ($N = \infty$), on obtient la courbe pointillée (1).

6. Température de bruit due au rayonnement thermique terrestre

Son expression est donnée par la formule (3) que nous rappelons ci-dessous :

$$T_A = T_0 \left[1 - \frac{\int_0^{\varphi_0} |F(\varphi)|^2 \sin \varphi \, d\varphi}{\int_0^{\pi/2} |F(\varphi)|^2 \sin \varphi \, d\varphi} \right] . \qquad (3)$$

Les calculs ont été faits numériquement et aboutissent aux résultats donnés figure 8.

On voit que, pour α donné, T décroît quand N croît et que pour N donné, T décroît *très vite* en fonction de la directivité α. Ceci justifie le choix du paramètre d'affinité α. A la limite, pour N infini, on obtient la courbe pointillée : T décroît linéairement avec α pour $\alpha < 1$ et reste constamment nul pour $\alpha > 1$ (2). Ceci provient du fait que le diagramme est alors rigoureusement rectangulaire et que la température de bruit est nulle s'il est compris dans l'intervalle $(0, v_0)$.

TABLEAU II

N \ α	1	1,1
1	19 °K	11,5 °K
2	11 °K	5 °K
3	8,5 °K	2,5 °K
4	6 °K	2 °K

(1) $\eta_\infty = \alpha^2$ pour $\alpha < 1$
$\eta_\infty = 1/\alpha^2$ pour $\alpha > 1$.
soit approximativement $\eta_\infty \simeq 1-2(1-\alpha)$

(2) L'équation de cette courbe est la suivante :
$T_{A(N=\infty)} = T_0(1-\alpha^2) \simeq 2T_0(1-\alpha)$: $(\alpha < 1)$
$T_{A(N=\infty)} = 0$ si $\alpha > 1$

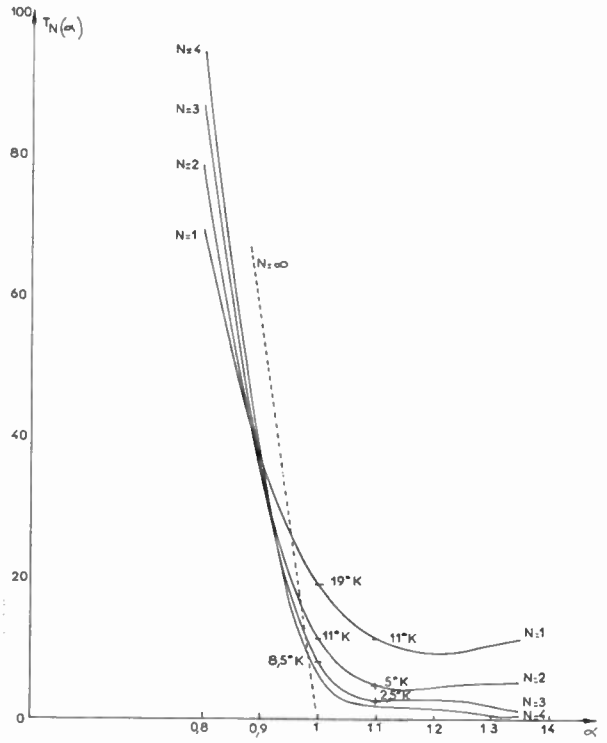


FIG. 8. — Température de bruit d'antenne due au « Spill over »
α = facteur d'affinité entre illumination primaire et figure de diffraction.
N = nombre de lobes de la figure de diffraction englobés par la source primaire $T_\infty(\alpha) \simeq T_0 2(1-\alpha)$; $(\alpha \leqslant 1)$.

Il est instructif de considérer l'amélioration de température de bruit en fonction de N dans les conditions de gain maximal ($\alpha = 1$) et pour une valeur légèrement supérieure ($\alpha = 1, 1$), tableau II.

L'amélioration qui est très nette lorsqu'on passe de $N = 1$ à $N = 2$, devient plus faible pour les valeurs supérieures de N. Par ailleurs, la comparaison de ces variations avec les courbes de facteur de gain montre qu'il est possible d'obtenir une nette amélioration de la température de bruit au prix d'une perte de gain : la recherche du meilleur compromis fait l'objet du paragraphe suivant.

7. Facteur de qualité de l'antenne

Le rapport signal/bruit à la réception est proportionnel au facteur de qualité de l'ensemble antenne plus récepteur défini au chapitre 1.

Du fait qu'il est impossible de mesurer les qualités propres à l'antenne par un seul facteur, nous sommes amenés à étudier l'influence des paramètres relatifs à l'antenne : N et α sur le facteur de qualité Q, en faisant diverses hypothèses sur le niveau de bruit dont l'origine n'est pas le rayonnement thermique du sol. Nous allons étudier les variations du facteur :

$$Q_N(\alpha) = \frac{\eta_N(\alpha)}{T_N(\alpha) + T_L} .$$

Avec $T_L = 10$ °K, 25 °K, 50 °K.

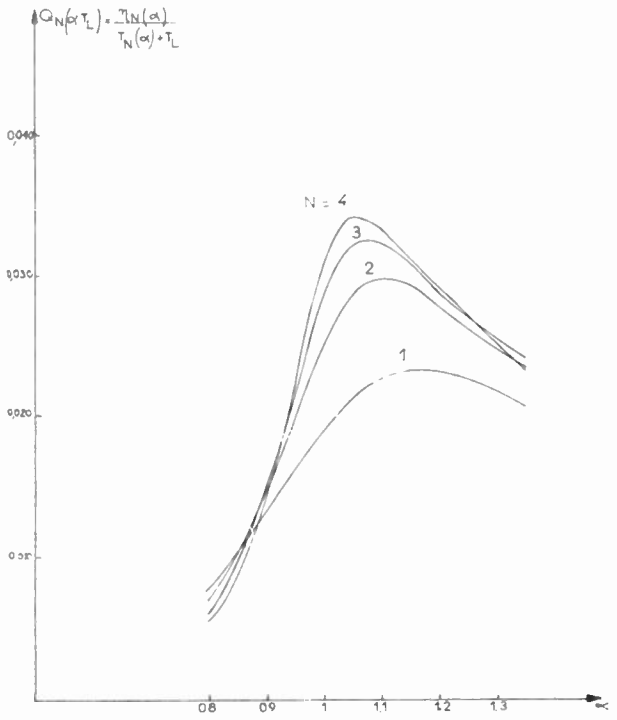


FIG. 9. — Variation du facteur de qualité d'un ensemble récepteur en fonction des caractéristiques de l'antenne (N, α) pour une température $T_L = 25°$.

Ce facteur a été calculé à partir des expressions du facteur de gain et de la température de bruit. Les courbes résultantes sont tracées (fig. 9) pour $T_L = 25$ °K.

On constate des maximums assez *aigus* pour des valeurs de la directivité nettement *distinctes* de la valeur $\alpha = 1$ correspondant au gain maximal.

L'acuité des maximums montre que les diagrammes primaires doivent être soigneusement étudiés et rester stables, en fonction des divers paramètres variables : fréquence, polarisation: par exemple, pour $N = 2$ et $T_L = 25°$, on voit que lorsqu'on passe de $\alpha = 1$ à $\alpha = 1{,}1$, le facteur de qualité augmente de près de 1 dB. En sens inverse, si α passe de $\alpha = 1$ à $\alpha = 0{,}9$, ce dernier décroît de moitié, soit 3 dB.

L'acuité des maximums croît avec N. Pour montrer l'influence de l'accroissement du degré d'approximation N de la source primaire sur le rapport signal/bruit, nous avons tracé (fig. 10), les variations du facteur de qualité relatif :

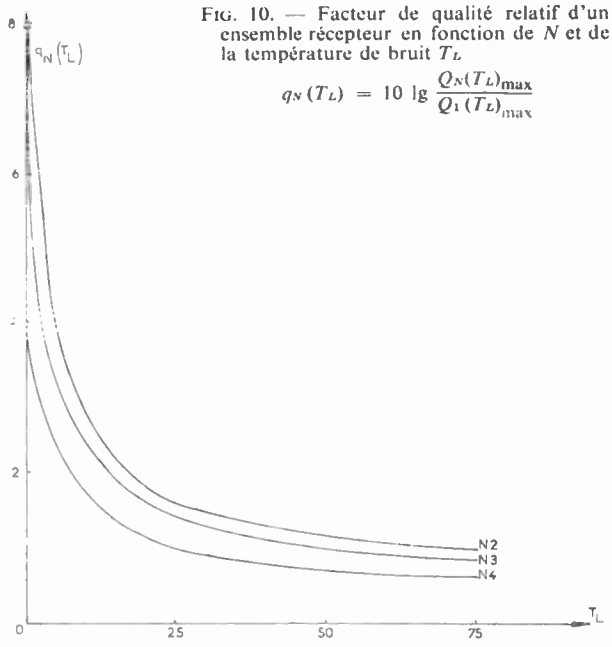


FIG. 10. — Facteur de qualité relatif d'un ensemble récepteur en fonction de N et de la température de bruit T_L

$$q_N(T_L) = 10 \lg \frac{Q_N(T_L)_{max}}{Q_1(T_L)_{max}}$$

$$q_N = 10 \lg \frac{Q_N(T_L)_{max}}{Q_1(T_L)_{max}} \quad \text{(dB)} .$$

On voit, par exemple, que pour $T_L = 25°$, lorsqu'on passe de $N = 1$ à $N = 2$, le rapport signal/bruit augmente de plus de 1 dB, ce qui équivaut à un accroissement de la surface du réflecteur de 7 %. L'augmentation correspondante de la complexité de la source primaire est donc particulièrement rentable. Par contre, lorsqu'on passe de $N = 2$ à $N = 3$, l'augmentation n'est que de 0,4 dB. Elle est encore plus faible entre $N = 3$ et $N = 4$.

Finalement, il semble qu'on puisse se fixer comme base de projet d'antenne un coefficient de directivité $\alpha = 1{,}1$ et un degré d'approximation $N = 2$.

Les structures pratiques d'antennes primaires, permettant de réaliser ces conditions, sont étudiées dans la deuxième partie.

DEUXIÈME PARTIE

Sources primaires multimodes pour antennes froides

1. Principe des sources « multimodes »

Le principe des antennes multimodes repose sur l'utilisation du rayonnement simultané de divers modes de propagation guidée, engendrés au moyen de structures appelées « modeurs » et dont les amplitudes et phases sont contrôlées.

Ainsi, la synthèse des lois d'illumination résulte de la superposition des modes fondamental et harmonique, de la même façon qu'un signal temporel peut être élaboré par superposition des composantes de son spectre de fréquence.

La technique des antennes multimodes a été développée principalement pour améliorer les perfor-

mances des radars de poursuite [3] [4] [5], afin d'optimiser de façons indépendantes les diagrammes pairs et impairs utilisés dans la technique monopulse. Mais cette technique trouve des applications dans d'autres domaines et, en particulier, dans celui des antennes froides ; c'est ce que nous allons montrer maintenant.

2. Synthèse d'une loi d'illumination donnée par superposition de plusieurs modes de propagation (fig. 11)

Considérons un guide d'onde ouvert quelconque, susceptible de propager divers modes jusqu'à un rang maximal correspondant à la coupure au-delà de laquelle les modes sont évanescents.

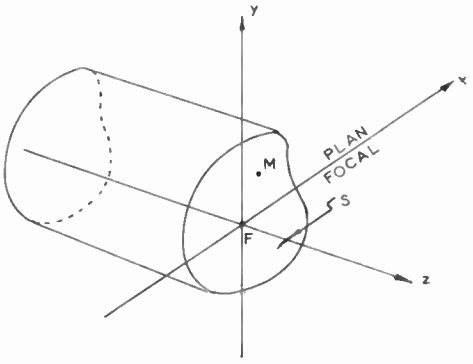


FIG. 11. — Synthèse d'une loi d'illumination par superposition des modes
orthogonalité des modes : $f_i(M)f_j^*(M)\mathrm{d}S = \delta_{i,j}$
illumination résultante : $f(M) = \Sigma a_i f_i(M)$.
coefficient des modes $a_i = \iint_S f(M)f_i^*(M)\mathrm{d}s$.

Ces modes possèdent la propriété fondamentale suivante : les composantes transversales des champs sont des fonctions vectorielles orthogonales : un mode d'ordre i possède, en chaque point M d'une section droite S, des composantes transversales — électriques ou magnétiques — (M), dont les propriétés d'orthogonalités s'expriment, en résumé, de la façon suivante, en normant convenablement les fonctions f :

$$\iint_S f_i(M)f_j(M)\,\mathrm{d}S = \delta_{i,j} \ . \qquad (11)$$

$\delta_{i,j}$ étant le symbole de Kronecker : nul pour $i \neq j$, unitaire pour $i = j$. Il en résulte qu'une loi d'illumination quelconque sur l'ouverture, caractérisée par des composantes transversales $f(M)$, peut toujours être développée en série, au moyen des fonctions orthogonales $f_i(M)$ caractérisant les modes transmis :

$$f(M) = \Sigma a_i f_i(M) \ . \qquad (12)$$

Les coefficients a_i caractérisant l'amplitude et la phase des modes correspondants se déduisent de l'illumination f, compte tenu des propriétés d'orthogonalité sous la forme :

$$a_i = \iint_S f(M)f_i^*(M)\,\mathrm{d}S \ . \qquad (13)$$

Si l'illumination f est l'illumination optimale définie dans la première partie, on voit qu'il est possible de déterminer la distribution a_i des modes à utiliser dans une source primaire formée d'un guide ouvert.

3. Génération des modes - modeurs

Nous appelons « modeur » toute structure formée de guides destinés à engendrer des modes supérieurs avec les amplitudes et phases voulues. La structure d'un modeur est généralement la suivante (fig. 12) : un ou plusieurs guides d'excitation, filtrant chacun leur mode de propagation fondamental, aboutissent à l'entrée d'un guide d'onde « principal » de longueur définie L, dont l'extrémité ouverte constitue, en principe, l'ouverture rayonnante. Ce dernier est susceptible de propager divers modes supérieurs.

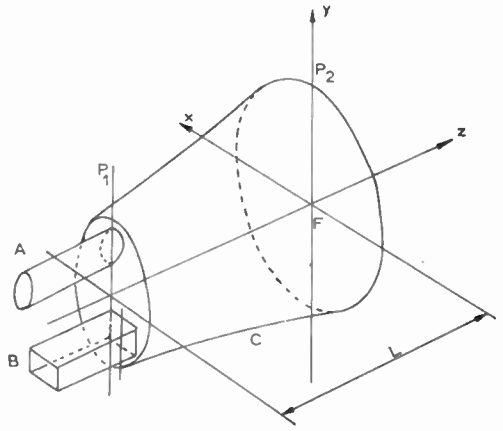


FIG. 12. — Structure générale modeur.
A, B : Guides d'excitation.
C : Guide principal multimode
P_1 : Plan de discontinuité génératrice de modes.
P_2 : Plan d'ouverture.
L : Longueur du guide multimode (phases des modes).

Ces modes supérieurs sont engendrés au niveau des plans de discontinuités (P_1) où aboutissent les guides d'excitation dans le guide principal : en effet, les conditions aux limites, imposées par ces discontinuités au champ électromagnétique, impliquent dans les divers guides, l'existence d'un ensemble infini de modes propagatifs et évanescents. Le calcul des proportions a_i des modes engendrés peut être entrepris en identifiant les expressions en fonction des séries de modes existant en amont et en aval de la discontinuité.

Le niveau des modes supérieurs, ainsi engendrés, est évidemment fonction croissante de l'importance de la discontinuité.

Les modes fondamental et harmonique engendrés, se propagent dans le guide principal avec des vitesses de phase différentes jusqu'à l'extrémité du guide. Leurs phases respectives à ce niveau peuvent être contrôlées par action sur les dimensions de ce guide et en particulier sur sa longueur L.

Pratiquement, le nombre maximal de modes dont les amplitudes et phases peuvent être réglées indépendamment, est souvent limité à trois ou quatre.

4. Source primaire multimode à deux modeurs

Voyons maintenant l'application de ces généralités dans deux cas particuliers. Nous ne parlerons pas ici

des sources multimodes pour antennes de poursuite monopulse qui sont décrites par ailleurs.

Le premier type de source multimode que nous allons décrire, réalise la synthèse de la loi d'illumination désirée $f(M)$ en deux étapes : d'abord, dans le plan du champ électrique, au moyen d'un moteur « type E », ensuite dans le plan du champ magnétique, au moyen d'un moteur « type H ».

Le moteur « type E » possède une structure très simple ; il comporte un guide d'excitation rectangulaire unique, de largeur a, de hauteur b et d'axe oz, transportant le mode fondamental $TE_{1,0}$ et dont l'extrémité est raccordée par l'intermédiaire d'un « plan de discontinuité » à un guide principal de même axe oz, de même largeur a et de hauteur $b' > b$, de telle sorte qu'il puisse transporter, outre le mode fondamental $TE_{1,0}$, les modes $TE_{1,2}$ et $TM_{1,2}$, les modes d'ordre supérieur étant évanescents.

Par raison de symétrie, les seuls modes excités dans ce guide (« C »), sont précisément les modes à distribution paire $TE_{1,2}$ et $TM_{1,2}$, alors que les modes à distribution impaire dans le plan TE_{11} et TM_{11} ne sont pas excités.

Les modes $TE_{1,2}$ et $TM_{1,2}$ ayant même fréquence de coupure et même vitesse de phase, leur superposition peut être considérée comme un pseudo-mode unique que nous appellerons $EM_{1,2}$ dont la structure est indiquée (fig. 13).

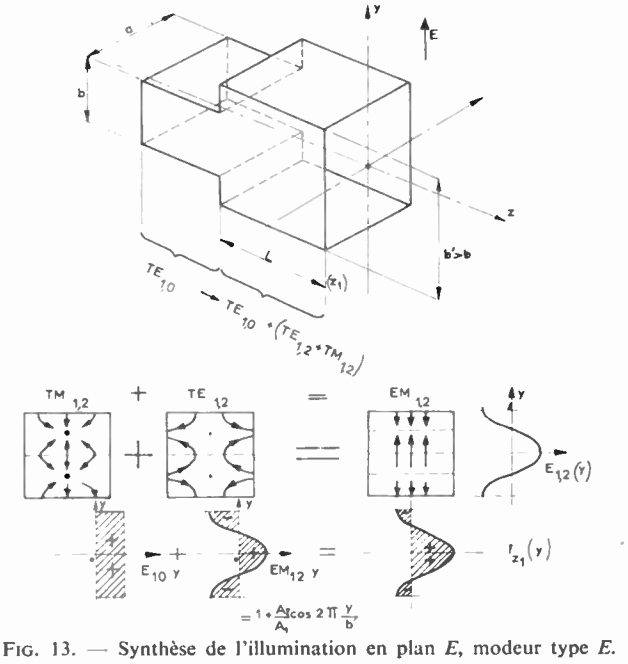


FIG. 13. — Synthèse de l'illumination en plan E, modeur type E.

On remarque que les composantes horizontales (selon ox) du champ électrique ont disparu : seules subsistent les composantes selon oy.

L'expression d'une composante transversale du champ électrique résultant, dans un plan d'abscisse Z, est de la forme :

$$f_z(x, y) = \cos \pi \frac{x}{a}\left(A_0 e^{-j\beta_{1,0}z} + A_2 \cos 2\pi \frac{y}{b} e^{-j\beta_{1,2}z}\right)$$

$$= \cos \pi \frac{x}{a} f_z(y) \qquad (14)$$

où les coefficients A représentent les amplitudes relatives des divers modes et les coefficients β, les constantes de propagation. On peut montrer, par une étude théorique et expérimentale, que le rapport A_2/A_0 est une fonction croissante du rapport b'/b. Bien entendu, pour $b'/b = 0$, on a également $A_2/A_0 = 0$.

Les modes $TE_{1,0}$ et $EM_{1,2}$ se propagent avec leurs propres vitesses de phases, vers l'extrémité du guide C. Il est possible de choisir leurs phases relatives dans le plan d'extrémité (P_2) en choisissant la longueur Z_1 du guide. On obtient ainsi la distribution désirée en fonction de y : $f_{z1}(y)$.

Pour maintenir la distribution obtenue en y au-delà du plan P_2, il est nécessaire de prendre certaines précautions ; sinon, par suite des vitesses de phases différentes des modes composants, il y aurait déformation. C'est pourquoi, à partir du plan P_2, le guide est divisé par des lamelles longitudinales superposées (fig. 14) perpendiculaires au champ E qui imposent une sorte de stratification au champ et maintiennent la distribution verticale « plan E », obtenue jusqu'à l'ouverture rayonnante.

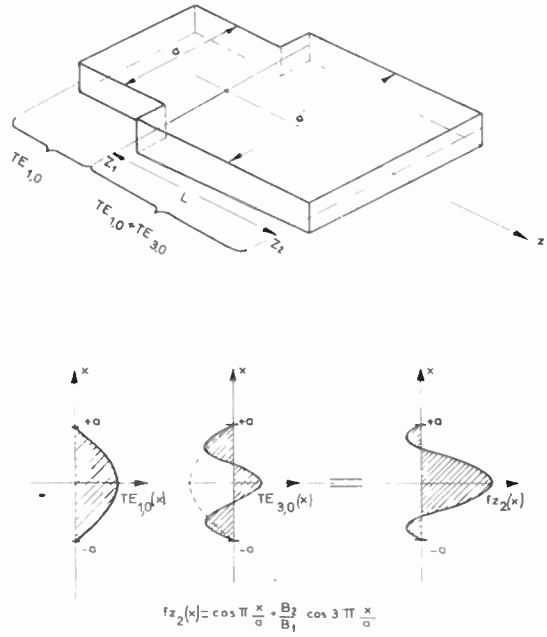


FIG. 14. — Synthèse de l'illumination en plan H, modeur type H.

Pour réaliser les distributions « plans H », des « modeurs H » sont introduits de la façon suivante (fig. 14 et 15) :

Deux lamelles horizontales (L) superposées quelconques, de cote moyenne y_k, définissent dans le guide principal un guide plat de largeur a.

Les guides ainsi définis sont excités avec des amplitudes f_{z1} et transportent des modes du type $TE_{1,0}$.

A partir d'un plan P_3, la largeur a de ces guides est portée à une valeur $a' > a$ avec $a' > 3\lambda/2$. La discontinuité ainsi créée, engendre, en plus du mode $TE_{1,0}$, un mode $TE_{3,0}$ transmis jusqu'à l'ouverture rayonnante P_4 d'abscisse, avec sa vitesse de phase propre. Par un raisonnement analogue à celui que nous avons suivi dans le cas du modeur plan E, on

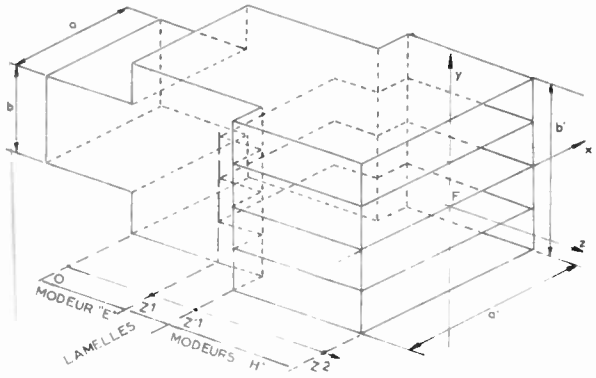


FIG. 15. — Source à deux modeurs.
$f(x, y) = (1 + \alpha \cos 2\pi\, y/f')\,(\cos \pi\, x/a' + \beta \cos 3\pi\, z/a')$.

voit que pour un couple de lamelles de niveau moyen y_k, la distribution en x obtenue sur l'ouverture est de la forme :

$$f_{z_2}(x, y_k) = f_{z_1}(y_k) \times$$

$$\left[B_1 \cos \pi \frac{x}{a'} e^{-j\beta'_{1,0}(z_2 - z_1)} + B_2 \cos 3\pi \frac{x}{a'} e^{-j\beta'_{3,0}(z - z_1)} \right],$$

les coefficients β' caractérisant les vitesses de phase des modes composants.

Finalement, la distribution obtenue sur l'ouverture est, à une constante près :

$$f(x, y) = \left[1 + \frac{A_2}{A_1} \cos 2\pi \frac{y}{b} e^{-j(\beta_{1,2} - \beta_{1,0})z_1} \right] \times \left[\cos \pi \frac{x}{a'} + \frac{B_2}{B_1} \cos 3\pi \frac{x}{a'} e^{-j(\beta'_{3,0} - \beta'_{1,0})(z_2 - z_1)} \right]$$

$$f(x, y) = \left(1 + \alpha \cos 2\pi \frac{y}{b} \right) \left(\cos \pi \frac{x}{a'} + \beta \cos 3\pi \frac{x}{a'} \right) \qquad (14 \text{ bis})$$

avec

$$\alpha = \left| \frac{A_2}{A_1} \right| e^{-j(\beta_{1,2} - \beta_{1,0})z} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{B_2}{B_1} e^{-j(\beta'_{3,0} - \beta'_{1,0})(z_2 - z_1)}$$

5. Caractéristiques d'une source multimode pour antenne froide

La loi d'illumination optimale définie dans la première partie pour un réflecteur circulaire de diamètre D est, en supposant la distance focale F suffisamment longue, de la forme :

$$f_{N,\alpha}(V) = \Lambda_1(v) = 2 \frac{J_1(v)}{v} \quad (|v| \leqslant v)$$

avec $$v = \frac{u}{\alpha} = \frac{1}{\alpha} \frac{\pi D}{\lambda} \frac{r}{f}, \quad r = \sqrt{x^2 + y^2}$$

N étant le degré d'approximation et α le coefficient d'affinité.

Une première difficulté, pour identifier cette loi $f_{N,\alpha}$, avec l'illumination f obtenue au paragraphe précédent, provient du fait que cette loi est de révolution autour du foyer, alors que l'illumination de la source multimode est séparable en x et y.

Cependant, il est possible de définir, par la méthode que nous avons indiquée, les rapports de modes optimaux : pratiquement, nous avons choisi les conditions suivantes :

$$(\beta_{1,2} - \beta_{1,0})z_1 = 2\pi$$

$$(\beta'_{3,0} - \beta'_{1,0})(z_2 - z_1) = 2\pi$$

$$|\alpha| = \frac{A_2}{A_1} = 1{,}7 \qquad |\beta| = \frac{B_2}{B_1} = 0{,}7$$

La loi d'illumination obtenue sur l'ouverture dans ces conditions est indiquée (fig. 16). On voit que le lobe central est bien reconstitué, alors que le lobe

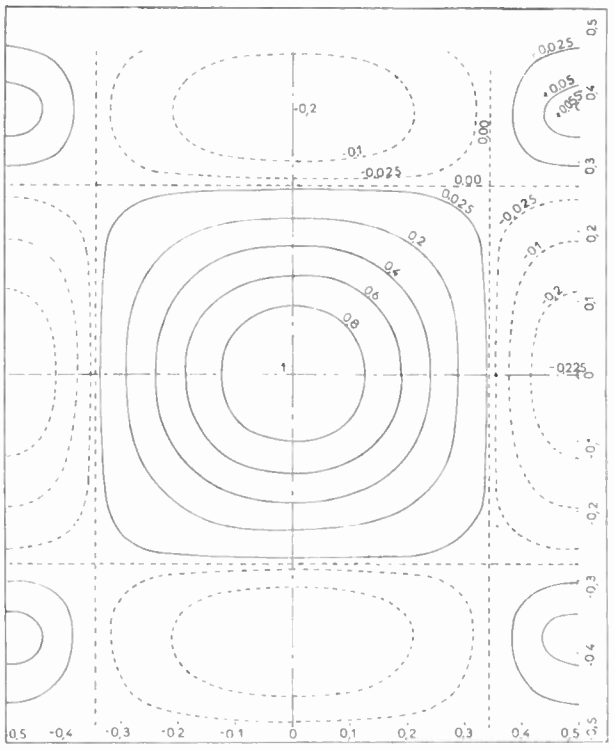


FIG. 16. — Loi d'illumination dans le plan d'ouverture.

secondaire périphérique n'est reconstitué que sous la forme de quatre zones disposées en croix. Cependant, les diagrammes secondaires théoriques obtenus dans les plans principaux (fig. 17 et 18) sont très comparables aux diagrammes optimaux pour $N = 2$, définis dans la première partie.

La figure 15 donne le schéma d'ensemble de la source.

Les figures 19 et 20 représentent les diagrammes expérimentaux obtenus en plans E et H pour diverses fréquences. La correspondance avec les diagrammes théoriques est bonne.

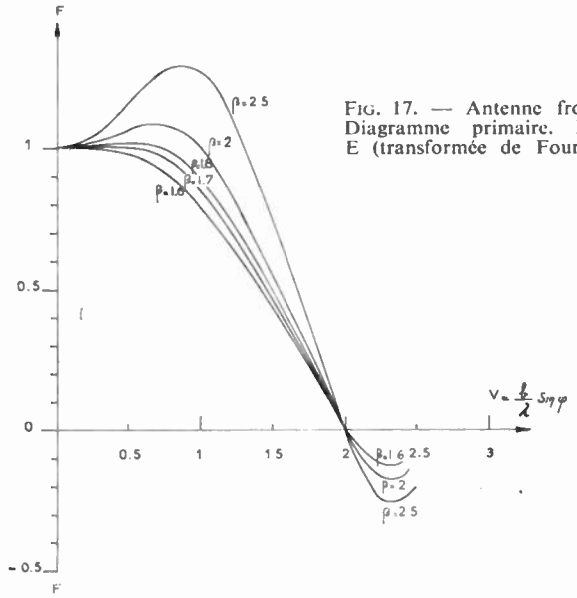


FIG. 17. — Antenne froide. Diagramme primaire. Plan E (transformée de Fourier).

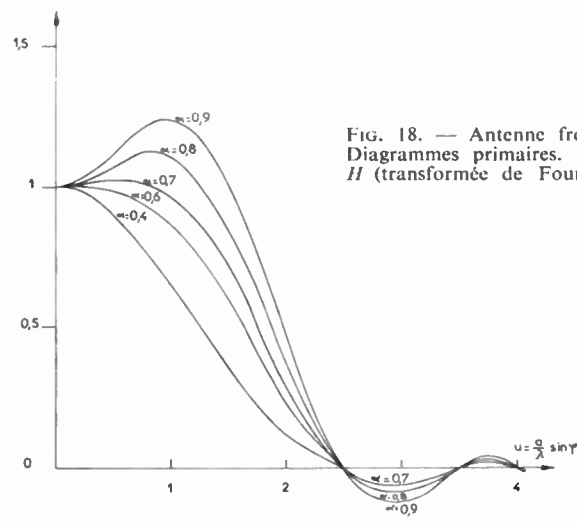


FIG. 18. — Antenne froide. Diagrammes primaires. Plan *H* (transformée de Fourier).

La figure 21 représente un diagramme plan *E* enregistré sur 360° : on voit que, hormis les lobes latéraux proches d'un niveau voisin de 17 dB, le niveau des rayonnements diffus est très faible.

Par ailleurs, la source précédente est assez longue et les lamelles peuvent introduire de légères pertes. C'est pourquoi le problème s'est posé de réaliser une structure plus simple, comportant un seul guide d'excitation et un seul guide multimode permettant le contrôle simultané de la loi d'illumination en plan *E* et en plan *H*. Bien entendu, ce guide sera le siège d'un nombre important de modes et la diffi-

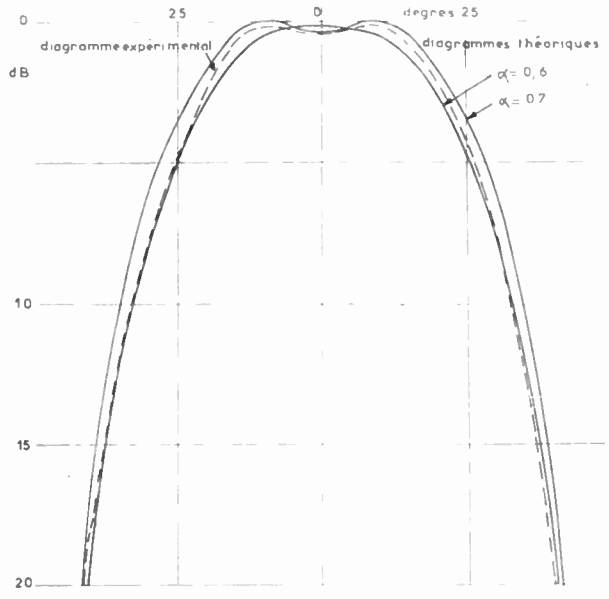


FIG. 19. — Antenne froide. Diagrammes plan *H*.

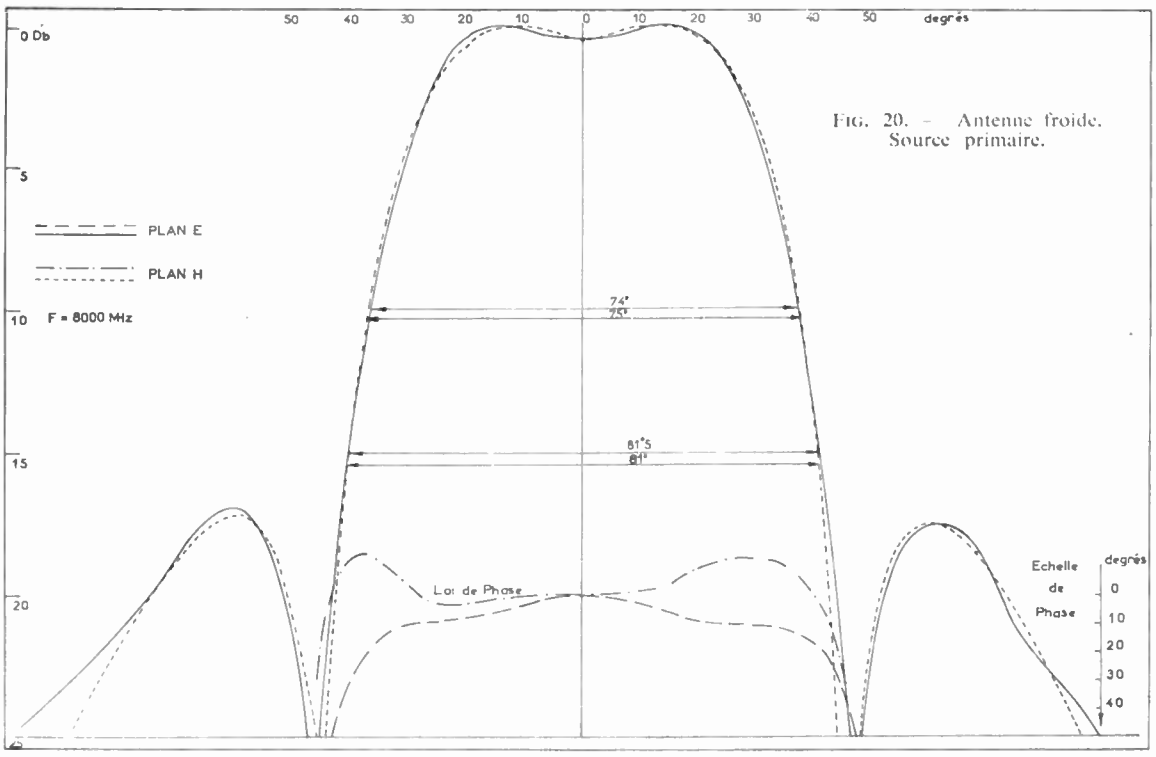


FIG. 20. — Antenne froide. Source primaire.

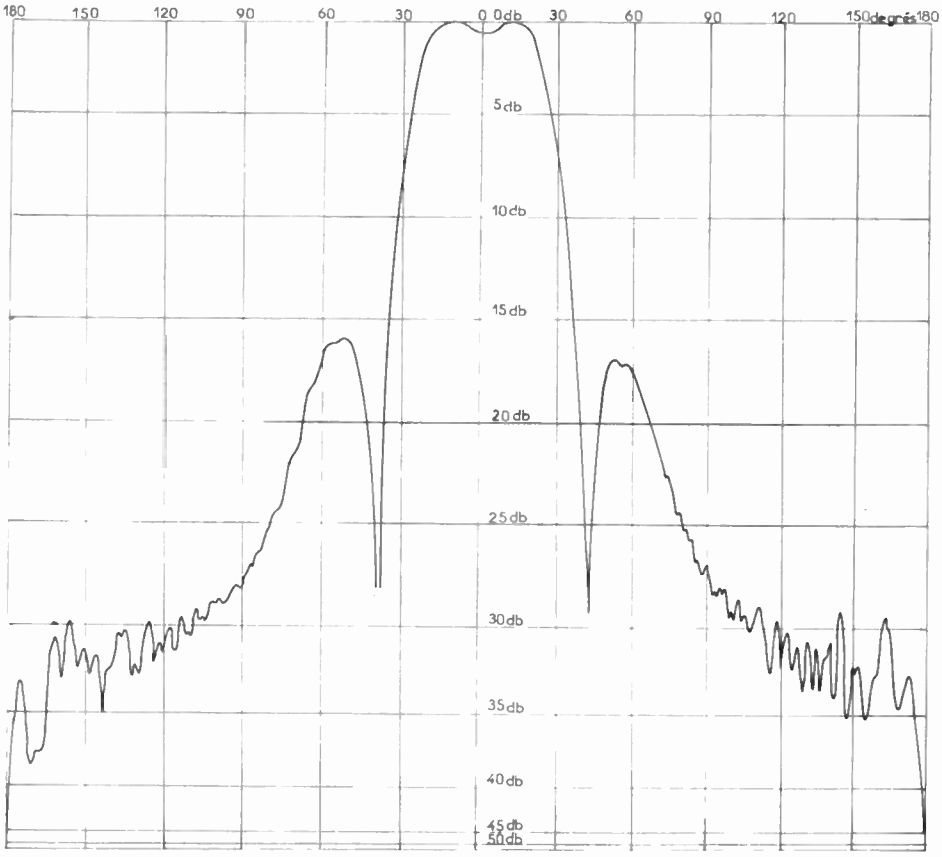


FIG. 21. — Antenne froide. Source primaire. $F = 8\,100$ MHz. Plan E.

culté est le contrôle indépendant de leurs amplitudes et de leurs phases.

En ce qui concerne les diagrammes secondaires, obtenus avec une source primaire du type précédent, les essais n'ont été faits qu'avec une source comportant un modeur plan E. Cependant, par comparaison avec un cornet classique optimal, on a constaté une amélioration de gain supérieure à 1 dB. L'amélioration de la température de bruit n'a pas été mesurée directement, mais l'intégration des lobes latéraux non interceptés par l'antenne, indique une décroissance de la température de bruit correspondante de 20 °K à 9 °K.

Ces valeurs peuvent d'ailleurs être modifiées en agissant sur le coefficient d'affinité α.

6. Source primaire multimode à modeur mixte (fig. 22)

Le fonctionnement de la structure précédente paraît satisfaisante, toutefois la présence de lamelles interdit toute possibilité de fonctionnement en double polarisation.

Voyons donc quels sont les modes nécessaires pour réaliser, dans un guide unique, la distribution obtenue dans le cas précédent et définie par l'équation (14 bis). On obtient par développement :

$$f(x,y) = \cos\pi\frac{x}{a'} + \beta\cos 3\pi\frac{x}{a'} + \alpha\cos\pi\frac{x}{a'}\cos 2\pi\ \frac{y}{b} + \alpha\beta\cos 3\pi\frac{x}{a'}\cos 2\pi\ \frac{y}{b}.$$

Les quatre termes de la somme correspondent respectivement à la combinaison de modes qui s'exprime symboliquement de la façon suivante :

$$TE_{1,0} + \beta TE_{3,0} + \alpha(TE_{1,2} + TM_{1,2}) + \alpha\beta(TE_{3,2} + TM_{3,2}) .$$

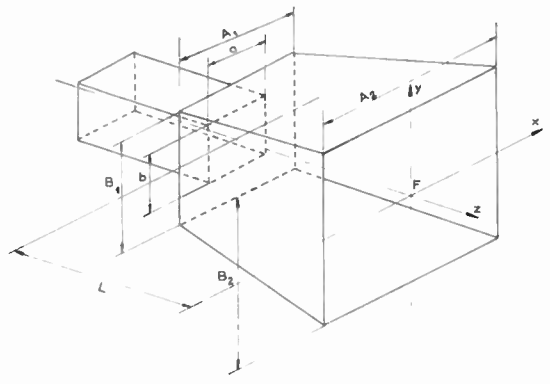


FIG. 22. — Source multimode à moteur mixte.

Combinaison à réaliser :

$$\underbrace{TE_{1,0}}_{a} + \underbrace{\beta TE_{3,0}}_{b} + \alpha\underbrace{(TE_{1,2} + TM_{1,2})}_{c} + \alpha\beta\underbrace{(TE_{3,2} + TM_{3,2})}_{d}$$

$$\varphi_a - \varphi_b = 2K_b\pi \quad ; \quad \varphi_a - \varphi_c = 2K_c\pi \quad ; \quad \varphi_a - \varphi_d = 2K_d\pi$$

Modeur droit (peu directif) : $A = \lambda\sqrt{\frac{13}{3}}$ $B = \lambda\sqrt{\frac{13}{6}}$ $C = \lambda\sqrt{13}$

$K_b = 1$ $K_c = 1$ $K_d = 3$

Modeur pyramidal : solution approchée avec erreur de 13°.

$\frac{A_1}{\lambda} = 2{,}4$; $\frac{B_1}{\lambda} = 1{,}75$; $\frac{A_2}{\lambda} = 6{,}72$; $\frac{B_2}{\lambda} = 7{,}63$; $\frac{L}{\alpha} = 15$

Les couples de modes entre parenthèses, ayant mêmes vitesses de phase, il s'agit de déterminer les caractéristiques d'un guide permettant la mise en phase de quatre groupes indépendants et tel que les modes supérieurs soient évanescents.

Les rapports α et β sont déterminés par les dimensions relatives du guide multimode par rapport au guide d'alimentation. On montre que le mode : $(TE_{3,2}+TM_{3,2})$ est effectivement engendré dans la proportion $\alpha\beta$.

Soient φ_a, φ_b, φ_c, φ_d, les déphasages subis par les quatre groupes de modes. On doit satisfaire la condition de phase suivante :

$$\begin{cases} \varphi_a - \varphi_b = 2K_b\pi \\ \varphi_a - \varphi_c = 2K_c\pi \\ \varphi_a - \varphi_d = 2K_d\pi \end{cases}$$

Les nombres K étant entiers et positifs.

Pour des raisons évidentes de bande passante, leurs valeurs doivent être minimales.

Si le modeur est droit, c'est-à-dire à faces parallèles de longueur L, de hauteur B et de largeur A, on a :

$$\begin{aligned} \varphi_a &= \frac{2\pi L}{\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2} \\ \varphi_b &= \frac{2\pi L}{\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{3\lambda}{2A}\right)^2} \\ \varphi_c &= \frac{2\pi L}{\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2A}\right)^2-\left(\frac{2\lambda}{2B}\right)^2} \\ \varphi_d &= \frac{2\pi L}{\lambda}\sqrt{1-\left(\frac{3\lambda}{2A}\right)^2-\left(\frac{2\lambda}{2B}\right)^2} \end{aligned} \qquad (15)$$

Il s'agit de trouver une solution (A, B, L) satisfaisant aux conditions (15).

On constate que, pour toute combinaison possible des nombres 1, 2, 3 donnés aux paramètres K_b K_c K_d, une seule conduit a une solution réelle :

$$K_b = 1,\ K_c = 1,\ K_d = 3.$$

On obtient alors la solution fort simple suivante :

$$A = \lambda\sqrt{\frac{13}{3}}\ ; \qquad B = \lambda\sqrt{\frac{13}{6}}\ ; \qquad C = \lambda\sqrt{13}.$$

Le problème du modeur unique a donc une solution rigoureuse. Cependant, on constate que les modes $TE_{3,2}$ $TM_{3,2}$ sont proches de la coupure, ce qui peut créer des difficultés d'adaptation.

De plus, cette solution conduit à une ouverture rayonnante relativement faible ce qui implique l'utilisation d'un réflecteur à focale relativement courte. Une maquette a été réalisée (fig. 23). Les diagrammes de rayonnement expérimentés à la fréquence de calcul sont représentés (fig. 24) avec les diagrammes théoriques.

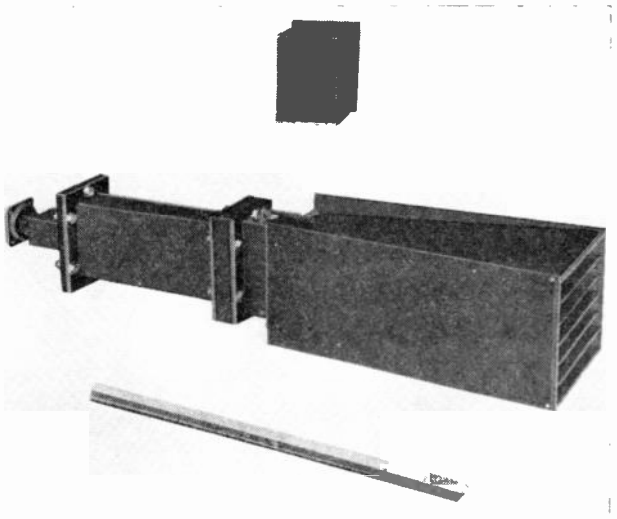


FIG. 23. — Deux types de sources multimodes pour antennes froides.

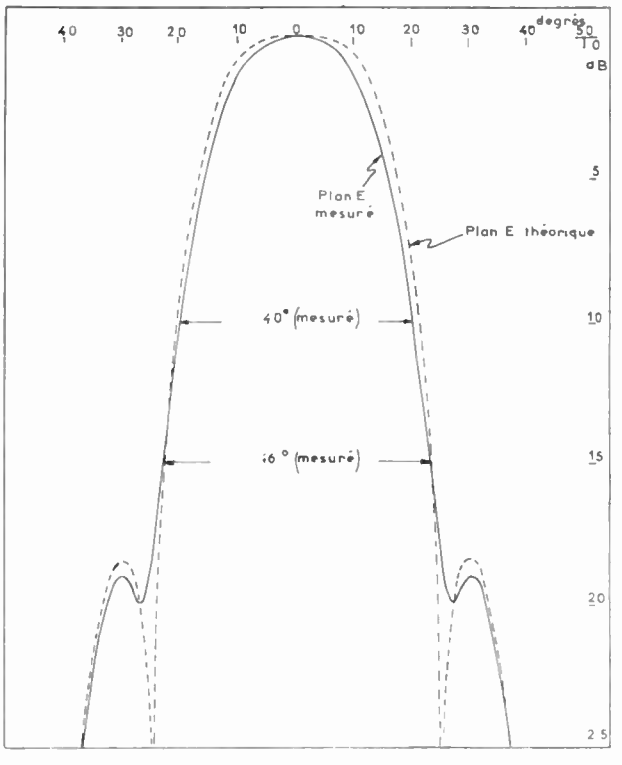


FIG. 24. — Antenne froide, modeur mixte cornet pyramidal. Source n° 5 (avec EH_{32}) $F = 9\,100$ MHz, Plan E ; $\alpha = 0{,}7$; $\beta = 1{,}7$.

6.1. MODEUR PYRAMIDAL

Pour obtenir des diagrammes primaires de directivité variable, adaptables à des réflecteurs de diverses focales, il est nécessaire de pouvoir choisir les dimensions de l'ouverture rayonnante de la source. Pour ce faire, on peut envisager l'utilisation d'un guide multimode pyramidal.

Le problème posé est alors plus complexe, car les vitesses de phases des modes varient le long du guide

et le déphasage correspondant à un mode (m, n) s'écrit sous la forme d'une intégrale :

$$\varphi_{m,n} = \frac{2\pi}{\lambda}\int_0^{L/\lambda} \sqrt{1-\left[\frac{m}{2\frac{A}{\lambda}(1+Kz)}\right]^2-\left[\frac{n}{2\frac{B}{\lambda}(1+Hz)}\right]^2}\,dz \quad (16)$$

où K et H représentent les pentes de la pyramide, dans les plans E et H respectivement.

Pour les modes $(TE_{1,0})$ et $(TE_{3,0})$, l'intégrale s'exprime sous la forme :

$$\varphi_{m,0} = \frac{1}{2\frac{A}{\lambda}K}\left[\operatorname{tg}\theta-\theta\right]_{\theta_1}^{\theta_2}$$

avec

$$\cos\theta_2 = \frac{m}{2\frac{A}{\lambda}\left(1+K\frac{L}{\lambda}\right)} \qquad \cos\theta_1 = \frac{m}{2\frac{A}{\lambda}}.$$

Pour les autres modes, l'intégrale n'est calculable que pour $K = H$. Quoi qu'il en soit, il s'agit de trouver une solution (A, B, L, K, H) satisfaisant aux conditions de phase (16). Le calcul a été mené au moyen de la calculatrice GE 225. Il n'a pas été trouvé de solutions rigoureuses, mais des solutions approximatives où une faible erreur est tolérée.

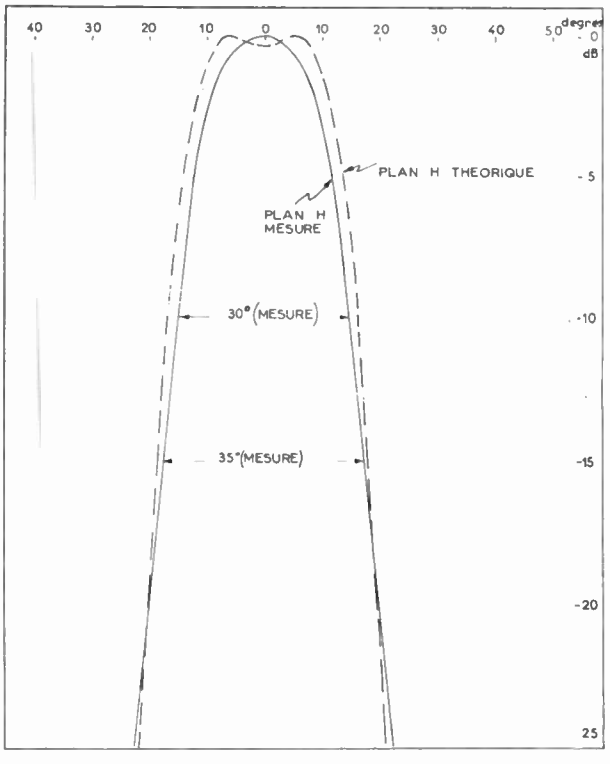


FIG. 25. — Antenne froide. Source n° 5 (avec EH_{32}). Plan H ; $\alpha = 0{,}7$; $\beta = 1{,}7$; $F = 9\,100$ MHz.

L'une des solutions trouvée, conduit à une erreur de phase maximale de 13° entre les divers modes. Cette solution a permis de réaliser un modeur de caractéristiques suivantes :

— Sommet du tronc de pyramide :

$$\frac{a_1}{\lambda} = 2{,}4 \quad ; \qquad \frac{b_1}{\lambda} = 1{,}75$$

— Base de la pyramide :

$$\frac{a_2}{\lambda} = 6{,}72 \; ; \qquad \frac{b_2}{\lambda} = 4{,}63$$

— Longueur :

$$\frac{L}{\lambda} = 15.$$

Les diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence de calcul $F = 9\,100$ MHz, sont tracés (fig. 24 et 25).

On obtient, comme prévu, des diagrammes beaucoup plus directifs qu'avec un modeur droit. De plus, les diagrammes expérimentaux sont légèrement plus directifs que les diagrammes théoriques.

Par ailleurs, les flancs des diagrammes ont la pente prévue et les lobes latéraux sont excellents (supérieurs à 19 dB).

Une variation de fréquence de $\pm$ 100 MHz, antour de la fréquence de calcul ne modifie pas notablement la forme des diagrammes. Enfin, les lobes de polarisation croisée tombent à l'extérieur de la zone utile et leur niveau reste inférieur à 15 dB.

7. Conclusion

Il apparaît qu'une source à modeur pyramidal unique, malgré le caractère approximatif du calcul des combinaisons de modes, semble bien adaptée à une antenne à faible bruit. Sa directivité importante lui permet, en outre, d'être associée commodément à un réflecteur du type Cassegrain à longue distance focale équivalente.

Il serait nécessaire de poursuivre l'étude afin d'adapter une telle source au fonctionnement en bi-polarisation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] STANFORD GOLDMANN. — Information theory, Prentice Hall, New York.

[2] DRABOWITCH S. — Applications aux antennes de la théorie du signal. *Onde Electrique*, 1965, p. 550.

[3] DRABOWITCH S. — Théorie et applications des Antennes Multimodes. *Revue Technique*, C.F.T.H., n° 37, novembre 1962.

[4] DRABOWITCH S. — Multimodes Antennas. *Microwave Journal*. Janvier 1966.

[5] HOWARD D. — Single aperture monopulse radar multimode antenna feed and homing device. 1964. *I.R.E. Trans. on Military Electronics*, p. 259.

INFLUENCE DES FACTEURS DE PROPAGATION sur la température de bruit d'un récepteur AUX HYPERFRÉQUENCES

PAR

M. THUÉ et J. VOGE

Ingénieurs en chef des télécommunications au C.N.E.T.
*Professeurs à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications**

1. Introduction

1.1. Généralités

Le bruit total dans un récepteur radioélectrique est la somme du bruit produit dans le récepteur lui-même, principalement dans l'étage d'entrée, et du bruit recueilli par l'antenne associée au récepteur. Le but du présent exposé est de rappeler comment, dans la gamme des hyperfréquences, les facteurs de propagation dans l'atmosphère terrestre contribuent au bruit recueilli par l'antenne, de rassembler les données existantes à ce sujet, et d'en déduire une estimation du niveau de ce bruit, en fonction du type de récepteur considéré et de la fréquence. Cette estimation peut guider dans le choix de l'étage d'entrée le plus approprié à chaque cas particulier.

Nous caractériserons la densité spectrale de puissance de bruit p à une fréquence donnée par la température de bruit T, quotient de la densité spectrale de puissance p par la constante de Boltzmann k : $p = kT$. Pour les sources de bruit non corrélées, les puissances de bruit, donc les températures de bruit, sont additives.

1.2. Role de l'antenne

Rappelons tout d'abord comment les différentes sources de bruit extérieures à l'antenne contribuent au bruit total recueilli par cette antenne. Si $\vec{T}(r)$ est la température de bruit recueillie par une antenne idéale dont le gain serait égal à 1 dans la direction $\vec{r}$ et nul dans toutes les autres directions, la température de bruit recueillie par une antenne réelle, dont le diagramme de directivité est défini par le gain absolu $\vec{G}(r)$, est égale à

$$T = \frac{1}{4\pi} \int \vec{T}(r)\, \vec{G}(r)\, d\Omega,$$

l'intégrale étant étendue à toutes les directions de l'espace ; le calcul rigoureux de l'intégrale ci-dessus peut d'ailleurs être difficile, le gain $\vec{G}(r)$ de l'antenne réelle étant difficile à définir dans certaines directions (sol, obstacles proches) où le dégagement n'est pas suffisant.

Dans la gamme des hyperfréquences, on peut généralement utiliser des antennes directives, et la température de bruit d'une antenne est essentiellement déterminée par la température de bruit recueillie dans la direction du lobe principal ; cependant, dans les cas où cette dernière température est faible, la contribution des lobes latéraux et arrière ne peut pas être négligée [1]. Dans le cas des antennes orientables, la température de bruit recueillie est bien entendu fonction de l'orientation du lobe principal.

La température de bruit ainsi obtenue correspond au bruit capté par la surface d'ouverture de l'antenne ; elle ne tient pas compte des pertes ohmiques dans l'antenne et dans les lignes de transmission qui la relient au récepteur.

1.3. Sources de bruit extra-atmosphériques

Si l'on négligeait la présence de l'atmosphère terrestre, les sources de bruit à considérer seraient le bruit cosmique, qui varie en fonction de la direction et de la fréquence, et le bruit rayonné par la Terre, qui intervient aussi bien dans le cas d'une antenne

*C'est à ce titre que le présent exposé a été présenté par M. Thué au Colloque sur les récepteurs à faible bruit aux hyperfréquences.

située sur la Terre que dans celui d'une antenne située sur un engin spatial et dirigée vers la Terre.

En ce qui concerne le *bruit cosmique* [2] sa décroissance est très rapide lorsque la fréquence s'élève, approximativement inversement à la troisième puissance de la fréquence, et il dépend de la région du ciel considérée : on admettra les courbes *a* et *b* de la figure 1 comme représentatives d'une part de la température de bruit cosmique minimale, d'autre part de la température de bruit pour les régions où les radiosources sont nombreuses (voie lactée par exemple).

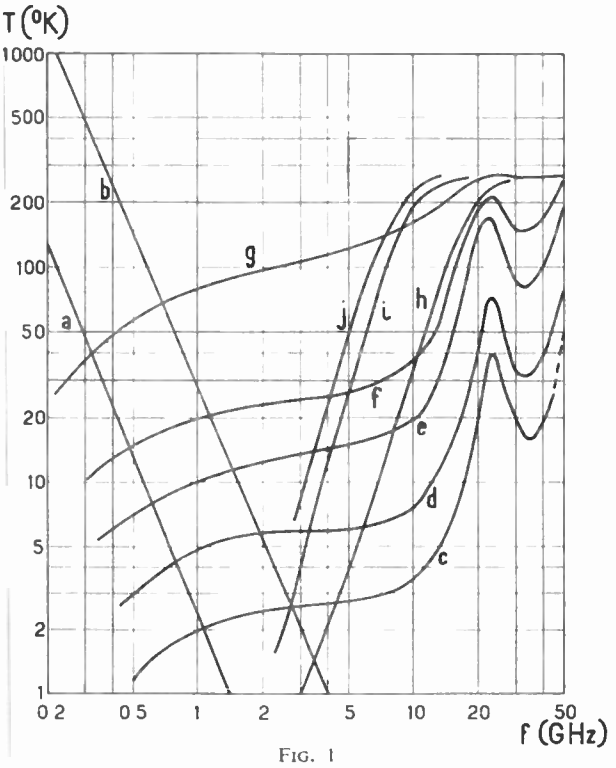


FIG. 1

En abscisses : fréquences en gigahertz ; en ordonnées : température de bruit en degrés Kelvin.

1. *Bruit cosmique*
   a. bruit cosmique minimal.
   b. bruit cosmique maximal.
2. *Bruit type dû aux gaz de l'atmosphère**.
   c. angle de site 90°
   d. angle de site 30°
   e. angle de site 10°
   f. angle de site 5°
   g. angle de site 0°.
3. *Exemples de bruit dû aux précipitations***
   h. pluie de 3,5 mm/h sur une épaisseur de 15 km.
   i. pluie de 150 mm/h sur une épaisseur de 1.2 km.
   j. pluie de 50 mm/h sur une épaisseur de 10 km.

En outre, on constate une augmentation de bruit quand le lobe principal de l'antenne est dirigé dans la direction d'une radiosource intense ; la température additionnelle de bruit T qui en résulte peut être déterminée à partir de la température de rayonnement T_0 de la radiosource à la fréquence considérée, de l'ouverture α du lobe principal de l'antenne (en supposant que le diagramme de directivité est de révolution) et du diamètre angulaire apparent θ de la radiosource

$$T = T_0 \frac{\theta^2}{\alpha^2} \qquad \text{si } \theta < \alpha$$

* d'après la référence [5] ** d'après la référence [7]

(bien entendu $T = T_0$ si $\theta > \alpha$).

La contribution des radiosources est généralement faible, compte tenu de la faible valeur du rapport θ/α ; ceci n'est plus vrai dans le cas du Soleil, qui peut occuper occasionnellement une partie importante du lobe principal de l'antenne.

L'expression ci-dessus peut-être utilisée pour le bruit provenant d'un astre quelconque, en particulier pour le bruit provenant de la Terre lorsque l'antenne est située sur un engin spatial (§ 3.4).

La température de bruit provenant du rayonnement propre de la Terre est approximativement égale à sa température thermodynamique (270 à 300 °K), au moins en ce qui concerne les terres émergées. En ce qui concerne les régions immergées, compte tenu de la faible émissivité de l'eau, la puissance de bruit rayonnée est plus faible [3], correspondant à une température de bruit de 150° à 200 °K, mais il faut tenir compte du bruit cosmique ou atmosphérique réfléchi par l'eau, puisque le coefficient de réflexion augmente quand l'émissivité diminue, et la puissance de bruit réfléchie peut être élevée aux extrémités inférieure (bruit cosmique) et supérieure (bruit atmosphérique) de la gamme des hyperfréquences.

2. Rôle de la propagation dans l'atmosphère terrestre

2.1. Différentes sources de bruit

Dans la gamme des hyperfréquences, les principales sources de bruit rencontrées dans l'atmosphère sont celles dues aux gaz de l'air (principalement oxygène et vapeur d'eau) et aux formations météorologiques (nuages, brumes, brouillard, pluie) ; nous mentionnerons également les effets secondaires des précipitations : diffusion du bruit et des signaux non désirés, bruit dû aux couches minces d'eau sur les radomes. Les bruits dus à la traversée des couches ionosphériques et aux effets des parasites atmosphériques ne sont sensibles qu'aux fréquences les plus basses de la gamme et sont généralement inférieurs au bruit cosmique.

2.2. Bruit du aux gaz de l'atmosphère

L'émission spontanée par un gaz de l'atmosphère à une fréquence donnée est liée d'une part à l'absorption par ce gaz à la même fréquence, et d'autre part à la température du gaz (dans les couches basses de l'atmosphère, on peut admettre qu'il y a équilibre thermodynamique et parler de température thermodynamique).

En première approximation, si on considère cette température comme uniforme, on sait que la température apparente T d'une source de bruit à température T_0 vue à travers un milieu à température T_1 et à coefficient de transmission a (en puissance) est :

$$T = aT_0 + (1-a)T_1.$$

Cette expression peut encore être simplifiée lorsque l'absorption est très faible, on a alors $a = 1-\varepsilon$, et la température de bruit apparente est sensiblement :

$T \simeq T_0 + \varepsilon T_1$. En particulier, si le milieu absorbant est constitué par les couches inférieures de l'atmosphère, dont la température est comprise entre 250 et 300 °K, et si l'absorption est de quelques dixièmes de décibels, la dernière expression montre que l'augmentation de température de bruit est de l'ordre de 6 à 7 °K par dixième de décibel ; le deuxième terme devient donc rapidement prépondérant dans la partie supérieure de la gamme où le premier terme, dû au bruit cosmique, est de l'ordre de quelques degrés.

Dans le cas où l'on peut admettre que les couches absorbantes sont à la même température, la relation simple ci-dessus s'applique en reliant le coefficient de transmission a à l'absorption $\alpha(r)$ par :

$$a = e^{-\int_0^h \alpha(r)dr},$$

r étant la distance à l'antenne de réception,

h l'épaisseur totale des couches absorbantes,

si α est constant : $a = e^{-\alpha h}$.

Si l'on doit considérer que l'absorption se produit dans des couches atmosphériques à températures différentes, l'expression permettant de calculer la température apparente T est un peu plus compliquée ; il faut faire intervenir, en plus du coefficient d'absorption variable $\alpha(r)$, une température variable $T(r)$ et l'on obtient :

$$T = a(h)\,T_0 + \int_0^h T(r)\,\alpha(r)\,a(r)\,dr$$

avec $$a(r) = e^{-\int_0^r \alpha(r)dr}$$

Le bruit est donc strictement lié au phénomène d'absorption ; dans la gamme hyperfréquence, l'absorption est due principalement à l'oxygène et à la vapeur d'eau.

La molécule d'oxygène est paramagnétique, et son moment magnétique dipolaire est couplé au champ électromagnétique [4]. Les résonances se produisent au voisinage de 5 mm et 2,5 mm, ainsi que dans la région submillimétrique. La résonance à 5 mm comprend d'ailleurs un grand nombre de raies dont la largeur varie en fonction de divers paramètres, notamment la pression : il en résulte, au niveau du sol, un élargissement tel que l'ensemble des raies forme une bande d'absorption dont les flancs s'étendent sur l'ensemble de la gamme hyperfréquence (l'absorption à fréquence f est de la forme

$$\alpha(f) \propto \frac{f^2 \Delta f_0}{\Delta f_0^2 + (f - f_0)^2},$$

où f_0 est la fréquence de résonance, Δf_0 la bande à 3 dB).

La molécule de vapeur d'eau possède un moment électrique dipolaire qui présente des résonances au voisinage de 13,5 mm et 1,6 mm, ainsi qu'en ondes submillimétriques [4] et cela se traduit également par des bandes d'absorption larges.

Aux fréquences correspondantes, la température apparente de bruit est nettement plus élevée que celle d'origine cosmique ; le bruit dû à l'oxygène, dont la concentration dans l'atmosphère est sensiblement constante, peut être estimé avec une bonne approximation, la température apparente de bruit est d'autant plus élevée que l'inclinaison par rapport à la verticale, donc l'épaisseur des couches absorbantes traversées, est plus grande. En ce qui concerne la vapeur d'eau, dont la concentration est beaucoup plus variable, on donne généralement des valeurs correspondant aux conditions atmosphériques normalisées (atmosphère de référence). Les autres gaz de l'atmosphère n'interviennent qu'aux fréquences nettement submillimétriques.

Une estimation de la température de bruit due aux gaz de l'atmosphère est donnée par les courbes c, d, e, f et g de la figure 1, en fonction de la fréquence et de l'angle de site [5].

2.3. Bruit dû aux phénomènes météorologiques

Une autre cause de bruit atmosphérique aux hyperfréquences est la présence dans l'atmosphère de gouttes d'eau condensée, sous forme de pluie, brouillard, brume, nuages (les cristaux de neige absorbent très peu et ne produisent pas de bruit). Là encore, bien qu'il ne corresponde pas à un phénomène de résonance, le bruit produit à une fréquence est lié au coefficient d'absorption à cette fréquence et à la température du milieu absorbant. On peut calculer en fonction de la fréquence le coefficient d'absorption, compte tenu des dimensions des gouttes, de leur densité et de l'épaisseur de la région intéressée : on trouve qu'aux fréquences inférieures à 100 GHz le coefficient d'absorption ne dépend pas du diamètre des gouttes, mais seulement de la masse totale d'eau liquide par unité de volume, et est sensiblement proportionnel à la troisième puissance de la fréquence [6] ; mais ces paramètres sont rarement connus lors d'une précipitation particulière. On pourra seulement estimer, d'une manière statistique, le pourcentage de temps pendant lequel on peut s'attendre à subir un certain type de précipitation. Les courbes h, i et j de la figure 1 montrent quelques températures de bruit obtenues, pour divers types de pluies, à partir de valeurs expérimentales mesurées à une certaine fréquence et aussi de la loi théorique de variation de l'absorption en fonction de la fréquence [7]. Les valeurs expérimentales actuellement disponibles sont principalement celles obtenues à 4 GHz dans les stations de télécommunications par satellites [8, 9].

Les gouttes d'eau produisent également une diffusion des ondes ; en particulier, ceci peut renvoyer dans le lobe principal d'une antenne située à Terre une fraction du bruit thermique terrestre, mais cet effet est souvent associé au précédent (bruit rayonné par la pluie) dont il peut difficilement être dissocié expérimentalement.

Signalons enfin que la pluie provoque la formation d'une mince pellicule d'eau (d'une épaisseur d'une fraction de millimètre) sur les dispositifs de protection des antennes (radomes), ce qui se traduit par une

absorption et un bruit, particulièrement élevés aux fréquences supérieures de la gamme [8]. Outre le bruit lié à l'absorption, la pellicule d'eau produit une réflexion partielle et une diffusion du bruit terrestre, ces différentes sources de bruit semblant très difficiles à séparer. Là encore il n'est pas possible de donner des valeurs types, mais on peut déterminer statistiquement, en tenant compte des conditions climatiques particulières, le pourcentage de temps pendant lequel un certain niveau de bruit est atteint. On ne dispose pas encore de beaucoup de données à ce sujet [6, 9], mais on peut estimer qu'une augmentation de la température de bruit de l'ordre de 20 °K peut être obtenue en ondes centimétriques pendant un pourcentage de temps assez élevé (par faible pluie par exemple) ; l'augmentation varie avec l'angle de site, elle croît rapidement avec la fréquence, ainsi qu'avec le taux de précipitation, et peut atteindre occasionnellement 40° à 50 °K.

2.4. Bruit du a l'ionosphère

Dans la gamme des hyperfréquences, l'absorption ionosphérique qui décroît proportionnellement à l'inverse carré de la fréquence, est toujours très faible (de l'ordre du dixième de décibel de jour à 100 MHz), sauf lors de certaines perturbations [12] ; elle ne doit être prise en considération qu'à la partie inférieure de la gamme et pour de grands angles d'incidence par rapport à la verticale ; la température de bruit sera donc peu influencée par la température élevée du plasma électronique. Dans le cas où il y aura lieu cependant de tenir compte de l'absorption ionosphérique, on devra faire intervenir également la réfraction pour déterminer le trajet suivi par les ondes et localiser à quelle altitude se produit l'absorption, d'où, connaissant la température approximative du milieu absorbant, on pourra déduire la température apparente de bruit qui en résulte, généralement faible devant celle due au bruit cosmique.

2.5. Bruit du aux parasites atmosphériques

La température de bruit provenant des parasites atmosphériques décroît approximativement comme la quatrième puissance de la fréquence [13], elle est pratiquement négligeable dans toute la gamme hyperfréquence, sauf dans les régions orageuses tropicales, où elle peut atteindre quelques degrés aux environs de 1 GHz ; elle est donc également faible devant celle due au bruit cosmique ; il s'agit d'ailleurs de bruits de nature impulsive, affectant plus le pourcentage de temps à bruit élevé que la valeur moyenne du bruit.

2.6. Bruit du aux parasites industriels et aux émissions parasites

Nous mentionnerons seulement pour mémoire qu'à la traversée de l'atmosphère s'ajoutent aux signaux désirés des signaux parasites tels que des parasites industriels, qui ne sont pas toujours négligeables dans la partie inférieure de la gamme hyperfréquence, et des ondes provenant des émetteurs qui fonctionnent dans la même bande de fréquences, le niveau de ces ondes pouvant être occasionnellement plus élevé, par suite de diffusion par la pluie ou de réflexion sur la Lune ou sur d'autres objets spatiaux. La température de bruit additionnelle dépend évidemment de l'emplacement du récepteur et de l'orientation de l'antenne. Signalons une estimation du niveau de bruit d'origine terrestre auquel on peut s'attendre à bord d'un engin spatial, récemment proposée par K. Rawer [14].

3. Température de bruit recueillie par l'antenne

3.1. Types de récepteurs

Nous allons maintenant examiner comment s'ajoutent les principales sources de bruit recueillies par l'antenne que nous avons successivement considérées, dans trois types particuliers de récepteurs :

— les récepteurs de faisceaux hertziens, destinés à assurer une liaison entre points à la surface de la Terre,

— les récepteurs situés à Terre mais recevant des signaux provenant de la haute atmosphère ou de l'espace extra-terrestre (télécommunications spatiales, radioastronomie, radiolocalisation),

— les récepteurs situés sur un engin spatial et destinés à assurer une liaison avec une station située à Terre,

3.2. Récepteur de faisceau hertzien

La direction du lobe principal de l'antenne est alors voisine de l'horizontale. La température de bruit due aux sources autres que le rayonnement thermique terrestre présente un minimum voisin de 100 °K pour les fréquences comprises au voisinage de 2 GHz, mais il faut tenir compte de ce que la moitié environ du rayonnement capté par l'antenne provient du sol, aussi la température de bruit effectivement recueillie est-elle rarement inférieure à 200 °K. La température de bruit varie donc assez peu (200 à 300 °K) dans toute la gamme hyperfréquence.

3.3. Récepteur terrien de signaux spatiaux

Lorsque le lobe principal est dirigé au voisinage du zénith, la température de bruit recueillie peut être maintenue à quelques degrés (3 à 5 °K) entre 2 et 10 GHz par beau temps, à condition que la part due au rayonnement terrestre reste très faible, ce qu'on obtient soit en réduisant le gain des lobes arrière, soit en métallisant le sol au voisinage de l'antenne ; mais de telles conditions de travail sont exceptionnelles. On fonctionne généralement soit dans une direction donnée (cas des satellites stationnaires) soit, plus souvent, dans des directions variables, mais dans tous les cas on s'impose généralement de ne pas travailler avec un angle de site inférieur à 5°. Outre le point de vue du bruit, des considérations de précision de pointage des antennes très directives imposent une limite de cet ordre. On voit alors que, dans ces conditions, la température de bruit recueillie peut être maintenue inférieure à 30 °K entre 2 et 10 GHz par beau temps ; cette valeur de 30 °K est d'ailleurs atteinte seulement pour les sites faibles, la température de bruit recueillie par l'antenne pouvant rester inférieure à 10 °K pour les angles de site supérieurs à 30°. Par temps de pluie, la température

de bruit peut être considérablement plus élevée, en particulier dans la partie supérieure de la gamme ; par exemple, à la station de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou, une étude statistique portant sur une période de quinze mois montre [9] qu'à 4 GHz, la température de bruit recueillie au zénith, égale à quelques degrés par beau temps, a subi une augmentation de 15 °K pendant 10 % du temps, d'environ 30 °K pendant 5 % du temps, et l'augmentation peut aller àusqu'à 70 °K pendant de faibles pourcentages de temps, ces valeurs englobant les effets dus à la présence d'un radome.

3.4. Récepteur situé sur un engin spatial

Dans le cas où l'antenne associée au récepteur est directive, et où l'ouverture du lobe principal est inférieure ou égale au diamètre apparent de la Terre, la température de bruit recueillie par l'antenne est soit la température de rayonnement de la Terre, dans les bandes de fréquences où l'atmosphère est pratiquement transparente, soit une température intermédiaire entre celle de la Terre et celle des couches atmosphériques, dans les bandes où l'absorption atmosphérique est notable ; dans tous les cas, la température apparente T_t de la Terre est peu différente de 300 °K, car les couches de la troposphère ont une température peu inférieure à cette valeur ; dans le cas où l'ouverture du lobe principal serait dirigée vers une région immergée de la Terre, nous avons vu qu'il faut tenir compte des bruits cosmique et atmosphérique réfléchis, et la température apparente n'est nettement inférieure à 300° que dans les bandes de fréquences où la somme de ces bruits est faible.

Par contre, si on utilise une antenne peu directive, on ne recueille la température T_t que dans une faible partie du lobe principal, et du bruit cosmique à température T_c dans la partie restante. La température de bruit recueillie par l'antenne est alors, avec les notations du paragraphe 1.3 :

$$T = T_t \frac{\theta^2}{\alpha^2} + T_c \left(1 - \frac{\theta^2}{\alpha^2}\right) ;$$

elle peut donc être relativement faible.

5. Conclusion

Le niveau de bruit recueilli par l'antenne associée à un récepteur hyperfréquence varie largement en fonction de la fréquence et du type de liaison à assurer, cette variation dépendant pour une grande part des conditions de propagation dans l'atmosphère terrestre. Il y a d'autant plus d'intérêt à diminuer le bruit du récepteur que le bruit recueilli par l'antenne est plus faible. C'est dans la gamme des ondes centimétriques supérieures et dans les récepteurs destinés à recevoir des signaux provenant de la haute atmosphère ou de l'espace extra-terrestre (télécommunications spatiales et radioastronomie) que l'on peut obtenir les niveaux de bruit recueilli les plus bas, correspondant, dans les cas les plus favorables, à des températures de bruit de quelques degrés absolus ; c'est donc dans cette gamme et pour ce type d'application qu'il y a surtout lieu d'intensifier les efforts effectués pour abaisser le niveau de bruit des récepteurs.

BIBLIOGRAPHIE

Exposés de synthèse à caractère général.

Rogers T.F. — Propagation effects important in satellite communication. Colloque de l'U.R.S.I. sur les recherches en télécommunications spatiales, Paris, sept. 1961.

Facteurs affectant le choix des fréquences pour les télécommunication avec ou entre les engins spatiaux. Documents de la X[e] Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Genève, janv. 1963), vol. IV, 185-205, U.I.T., Genève, 1963. (Ce Rapport a été mis à jour lors de la XI[e] Assemblée plénière, Oslo, juillet 1966).

Hogg D.C. — Phenomena of absorption and noise of atmospheric origin in earth-space communication. Progress in Radio-Science, vol. II, 178-185, Elsevier, 1965 (exposé présenté à la XIV[e] A.G. de l'U.R.S.I., Tokyo, sept. 1963).

Références particulières.

[1] Robieux J. et Tocquec Y. — Etude théorique de l'influence de la structure de la source primaire et des tolérances de fabrication sur les propriétés des antennes froides à grand gain. Space Radio Communication, 319-365, Elsevier, 1962 (Colloque de l'U.R.S.I. sur les recherches en télécommunications spatiales, Paris, sept. 1961).

[2] Boischot A. — Bruit cosmique aux micro ondes. *Onde Electrique*, **47**, 479, 256-261 (fév. 1967).

[3] Broussaud G. et Richard B. — Intérêt comparé des radiométries infrarouge et hertzienne. *Ann. Radioélectr.*, **18**, 72, 89-111, 1963.

[4] Vanvleck J.H. — Theory of absorption by uncondensed gases. M.I.T. Radiation Laboratory Series, vol. 13 (Propagation of short radio waves), 646-664. Mc Graw Hill, 1951.

[5] Hogg D.C. — Effective antenna temperatures due to oxygen and water vapor in the atmosphere. *J. Appl. Phys.*, **30**, 1417, 1959.

[6] Goldstein H. — Attenuation by condensed water. M.I.T. Radiation Laboratory Series, vol. 13 (Propagation of short radio waves), 671-692. Mc Graw Hill, 1951.

[7] Hogg D.C. et Semplack R.A. — Estimated sky temperature due to rain in the microwave band. *Proc. I.E.E.E.*, **51**, 500, 1963.

[8] Giger A.J. — 4 Gc/s transmission degradation due to rain at the Andover, Maine, satellite station. *Bell Syst. Techn. J.*, **44**, 9, 1528-1533, 1965.

[9] Houssin J.P. — Les sources de bruit dans les récepteurs de télécommunications. Applications aux télécommunications par satellites. *L'Onde Electrique*, **45**, 454, 15-20, 1965. (complété par des renseignements fournis par J.P. Houssin sur les mesures de température de bruit effectuée à Pleumeur Bodou jusqu'en avril 1966).

[10] Blevis B.C. — Losses due to rain on radomes and antenna reflecting surfaces. *I.E.E.E. Trans.*, **AP13**, 1, 175-176, 1965.

[11] Giger A.J., Pardee S. et Wickliffe P.R. — Project Telstar. The ground transmitter and receiver. *Bell Syst. Tech. J.*, **42**, 7, 1063-1107, 1963.

[12] Lawrence R.S., Little C.G. et Chivris H.G.A. — A survey of ionospheric effects upon Earth-Space radio propagation. *Proc. I.E.E.E.*, **52**, 1, 1-27, 1964.

[13] Répartition mondiale et caractéristiques des bruits atmosphériques radioélectriques. Documents de la X[e] Assemblée Plénière du C.C.I.R. (Genève, janv. 1963). Rapport 322, U.I.T., Genève 1964.

[14] Rawer K. — Noise produced by terrestrial sources in the near-earth space. 10[e] Colloque du Comité des recherches ionosphériques de l'AGARD (Rome, sept. 1965).

L'ENSEMBLE RÉCEPTEURS-ANTENNES EN RADIOASTRONOMIE

PAR

E.-J. BLUM

Observatoire de Meudon

1. Introduction

La réalisation de chacune des parties d'un système récepteur à haute sensibilité pose des problèmes difficiles. Au cours de ce colloque, on a traité en particulier les amplificateurs à faible bruit : à diodes tunnel, paramétriques, masers, les antennes spécialisées, les circuits associés à ces amplificateurs ou à ces antennes. Mais il ne suffit pas de connaître les propriétés des éléments de base pour définir un instrument complet ; c'est donc la conception d'ensemble d'un système à haute sensibilité que nous voudrions évoquer ici.

Dans presque toutes les applications des dispositifs à faible bruit, on est amené à faire un choix et ce choix est particulièrement difficile pour les Radioastronomes : ils sont peu nombreux, ils ne disposent pas, en général, de solides bureaux d'étude, et sont sans cesse tiraillés entre les demandes des astronomes avides de résultats et les réticences des électroniciens tentés par l'amélioration des équipements.

Le problème de « l'optimisation » en Radioastronomie est récent : il y a quelques années, on n'en n'avait même pas encore dégagé les données. A présent, les idées deviennent un peu plus claires : nous savons à peu près poser le problème ; nous ne savons pas en général définir une solution précise, mais nous pouvons déjà dégager les bases d'une solution.

Dans l'état actuel de la question, le lecteur recherchant la rigueur ou l'originalité risque donc d'être déçu et nous nous en excusons auprès de lui.

2. Position du problème

Naturellement nous nous limiterons au cas de la réception à faible bruit, thème de ce colloque, et domaine dans lequel presque tous les radioastronomes travaillent. J'envisagerai seulement la réception des signaux thermiques, ou pseudo-thermiques, c'est-à-dire ayant l'apparence de signaux thermiques dans la bande du récepteur. Enfin nous considérerons comme du domaine de la réception à faible bruit, l'acquisition d'information limitée par le bruit interne ou externe aux instruments.

Pour mesurer l'énergie contenue dans des signaux thermiques, il faut utiliser un dispositif non linéaire, et un seulement. En effet, presque toujours en Radioastronomie, on a affaire à des signaux inférieurs au bruit du système récepteur ; dans ce cas, la mise en cascade de plusieurs dispositifs non linéaires dégrade la sensibilité d'une manière inacceptable. Trois types de détecteurs sont utilisés couramment : détection classique linéaire ou quadratique, corrélation ou produit analogique, corrélation digitale.

Nous ne décrirons pas ces procédés, mais nous indiquerons seulement qu'ils sont très comparables, au point de vue de la sensibilité, avec un léger avantage au premier, tandis que les deux autres possèdent des grandes qualités lorsqu'on recherche la stabilité pour des temps d'intégration très longs. Mais surtout les procédés de corrélation analogique ou digitale permettent une combinaison des signaux que la détection n'autorise pas : nous y reviendrons tout à l'heure.

Les signaux que nous cherchons à détecter proviennent de nombreuses sources distinctes ou confuses qui créent une distribution de brillance radioélectrique sur le ciel. Nous devons donc non seulement mesurer l'énergie qui arrive, mais aussi discerner la ou les directions des radiosources. La multiplicité de ces sources, le fait que quelques-unes sont très brillantes, que parmi les autres on trouve de nombreux objets d'intensité moyenne, donne aux observations radioastronomiques un caractère très différent de celui des mesures faites par les autres utilisateurs de la radio qui n'ont généralement à connaître que les signaux venant d'un, deux, ou quelques objets au

plus. Cela explique toute la valeur des études portant sur la réduction des lobes secondaires, en prenant comme critère une limite au-dessous de laquelle tous les secondaires doivent se trouver. Un autre critère courant consiste à chercher un gain maximal dans une direction ; on peut aussi essayer de limiter le plus possible l'abaissement de sensibilité dû au rayonnement du sol. En fait, beaucoup de choix ou de compromis sont envisageables sur le plan des techniques instrumentales mais, pour décider, il est nécessaire de se placer au point de vue de l'Astronomie et des méthodes de mesure.

3. Divers types d'observations, la confusion

Nous distinguerons différents types d'observations :

— objets ponctuels, exemple : radio source intense,

— objets de largeur limitée sur un fond sombre, exemple : soleil,

— enfin distribution quelconque, exemple : carte des isophotes.

Les observations se font le plus souvent sur des astres ayant un rayonnement stable, mais quelquefois des variations sont possibles : soleil, étoiles à éclats par exemple. Dans ces cas, il faut évidemment rassembler l'information dans un temps plus court que les variations de rayonnement. Au contraire, pour des objets stables, on peut parfaitement obtenir successivement l'ensemble des informations nécessaires à une mesure.

Quant au genre d'information désiré, nous citerons : la position d'un objet s'il est ponctuel, de son centre de gravité s'il est complexe, ceci en vue d'une identification optique éventuelle ; l'intensité de rayonnement émis, le spectre de ce rayonnement et sa polarisation.

Si on pouvait connaître parfaitement le diagramme de réception d'un instrument, on ne parlerait pas de confusion : en effet le phénomène de confusion résulte de la présence, à la sortie des récepteurs, en plus de signaux venant d'une région définie, d'une somme de contributions venant de sources dans diverses directions de l'espace. Dans le cas d'une antenne unique, il s'agit naturellement de la réception dans les lobes secondaires.

Actuellement, la dynamique des énergies reçues est restreinte (30 à 40 dB environ) ; la protection donnée par des lobes secondaires relativement faibles (ou connus jusqu'à la même limite de 30 à 40 dB), plus un critère assez empirique : de 20 à 100 largeurs de lobe par source détectée semblent suffisants. Il est, par contre, probable que très bientôt, l'amélioration des récepteurs et l'augmentation de la surface des antennes va permettre des observations dans une dynamique atteignant 60 dB. Comme il existe, en plus du soleil, quelques sources très intenses, l'effet de confusion qu'elles risquent de provoquer sera difficile à réduire, étant donné qu'il faudrait connaître tous les secondaires jusqu'à 60 dB au moins — et s'assurer qu'ils ne varient pas — ou éliminer leur influence par divers procédés mal connus pour l'instant.

4. Les deux procédés de réception, rôle du temps

Lorsqu'un ensemble d'antennes, suivies ou non d'amplificateurs linéaires, est relié à un détecteur ou à plusieurs détecteurs, on a affaire à un système dit à puissance totale, ou directe. La bande passante spatiale (transformée de Fourier de diagramme de rayonnement) est alors une fonction d'autocorrélation, avec un maximum pour la fréquence spatiale 0 ; les relations de phase entre les différentes antennes sont fixées avant la détection. De tels systèmes peuvent être multilobes ; par exemple plusieurs cornets distincts reliés à plusieurs récepteurs dans le plan focal d'une antenne convergente, branchement avec des phases décalées convenablement dans le cas d'un réseau.

Dans les systèmes dits à corrélation, on a forcément au moins deux groupes d'antennes indépendants connectés à un multiplicateur, et plus généralement n antennes indépendantes, pouvant être connectées à $(n^2 - n)$ multiplicateurs (deux arrangements de phase distincts sont possibles entre deux antennes). Dans ces systèmes, les bandes passantes spatiales correspondent à des fonctions de cross-corrélation : on est plus maître que dans les systèmes directs de la forme de la bande, mais surtout on peut obtenir les fréquences spatiales séparément, sans la fréquence 0.

Cette propriété est importante pour l'observation de sources dont l'intensité ne varie pas, ou varie lentement avec le temps : on peut, avec des configurations successives d'un instrument, obtenir toute l'information désirable séquentiellement pour la rassembler ensuite et reconstituer une « image ».

Le temps s'introduit de plusieurs autres façons dans les observations :

— comme dans toute la physique, la précision est liée à la durée de la mesure ;

— au lieu de faire de nombreuses mesures successives dans le même nombre de directions de l'espace, on peut, au prix d'une complication de système récepteur, en faire un certain nombre simultanément.

— presque toujours, les temps d'intégration nécessaires en radioastronomie sont tels que la rotation de la terre déplace la direction de l'antenne d'une façon sensible pendant une mesure. On peut corriger ce déplacement ; il est aussi possible d'en tirer parti et d'obtenir, avec le même instrument, des dispositions différentes par rapport à la région étudiée.

5. Prix, complexité, entretien

Il s'agit de notions de bon sens ; le prix d'un certain modèle d'antenne croît sensiblement comme sa surface à la puissance 1,4, c'est-à-dire que, pour la même surface obtenue à l'aide d'une seule antenne, ou à l'aide de n petites antennes, le rapport des prix varie comme $n^{1,4}$. Le prix des récepteurs est fonction de leur température de bruit T_r, il varie sans doute exponentiellement avec $1/T_r$. Il n'est pas évident que le système le meilleur soit celui qui utilise une antenne de grande dimension et un seul récepteur excellent.

Naturellement, il faut envisager aussi la complexité plus grande et l'entretien plus difficile des instruments à antennes et récepteurs multiples.

WRH

Dans les paragraphes précédents, nous avons rapidement examiné un certain nombre de données assez bien connues et relatives aux observations radioastronomiques. De cet examen, il ressort clairement que des solutions très différentes peuvent être envisagées : les observations peuvent s'appliquer à des objets plus ou moins larges, elles peuvent être limitées par la confusion, par le temps de mesure, ou par le prix de l'équipement, etc. Dans certains cas, nous pensons que, dès maintenant, il est possible de dégager non pas une solution mais un ensemble de solutions très près de l'optimum.

Pour illustrer ceci, nous citerons maintenant sans vouloir être exhaustif, trois exemples assez typiques.

7. Exemples de solutions

7.1. Observations de sources ponctuelles de largeur voisine du pouvoir séparateur des antennes, sans risque de confusion

C'est le cas des mesures en ondes millimétriques et centimétriques. Les objets à mesurer sont connus a priori : une recherche, avec la finesse des lobes d'antennes et les temps d'intégration nécessaires, est impensable. On a intérêt, puisque c'est la sensibilité qui limite les observations, à utiliser des récepteurs à très faible bruit, mais en petit nombre à cause de leur prix, à cause aussi du champ faible à couvrir puisque les sources sont isolées et étroites.

Comme les mesures sont limitées par la sensibilité, le temps d'intégration doit être poussé assez loin, quelques heures à quelques jours.

On peut avoir intérêt, à cause de l'augmentation rapide du prix des antennes avec leur surface, à scinder l'antenne en plusieurs parties voisines, reliées chacune à un récepteur, les récepteurs étant connectés avec l'arrangement de phase convenable pour obtenir un lobe unique, ou quelques lobes couvrant une petite région. Mais, de toutes manières, on doit chercher à abaisser le plus possible le bruit de l'antenne et du récepteur.

7.2. Etablissement d'une carte. Mesures non limitées par la confusion

C'est le cas des mesures en ondes décimétriques : le nombre d'objets détectables devient très grand, on approche de la limite de confusion, ceci avec des temps d'intégration assez longs. Mais, pour que la totalité des mesures nécessaires n'atteigne pas une durée prohibitive, il devient important de disposer de plusieurs récepteurs pointant dans des directions différentes : soit plusieurs cornets dans le plan focal d'une même antenne convergente, soit un groupe d'antennes avec la même possibilité obtenue par plusieurs couplages simultanés : cette disposition, peu utilisée jusqu'à présent, est pourtant très favorable : elle donne au moins autant d'informations avec des antennes élémentaires plus petites.

7.3. Etablissement d'une carte. Risque de confusion avec une antenne classique

La surface de l'antenne et la qualité du récepteur permettent d'observer une source toutes les quelques largeurs de lobe : la sensibilité est surabondante, il y a intérêt à augmenter le pouvoir séparateur pour la même surface, c'est le domaine des ouvertures incomplètes. Pour utiliser au mieux l'ensemble récepteur-antenne, on reconstitue une antenne fictive beaucoup plus étendue en pouvoir séparateur que l'antenne réelle, en réalisant soit successivement, soit simultanément, la série de combinaisons nécessaires à synthétiser le diagramme de l'antenne totale sans en avoir la sensibilité.

Nous citerons dans ce genre d'instruments : la croix de Mills qui donne toute l'information à la fois, la synthèse d'ouverture de Ryle qui en donne les éléments successivement et la super-synthèse qui s'aide du mouvement diurne pour éviter le déplacement mécanique des antennes du système précédent.

Des systèmes mixtes ont été envisagés pour obtenir simultanément un grand nombre d'éléments d'informations et pour en augmenter le nombre par le mouvement diurne.

Dans tout ces dispositifs, les récepteurs à corrélation permettent d'isoler les harmoniques spatiaux séparément, et leur recombinaison se fait par la suite, en général dans des calculatrices.

8. Conclusion

Ces trois exemples nous ont illustré assez clairement les diverses questions que nous avons passées en revue : compromis prix et nombres des antennes et des récepteurs, mesures séquentielles ou simultanées, influence de la confusion et du type d'observation.

On voit que la conception d'un radiotélescope, qui est certainement l'un des modèles des systèmes à faible bruit, doit obéir à des impératifs beaucoup plus complexes que celui qui consiste à obtenir seulement une température de bruit faible.

SOURCES PRIMAIRES POUR LE GRAND RADIOTÉLESCOPE DE NANÇAY

PAR

F. BIRAUD

Service de Radioastronomie
Observatoire de Meudon

Pour collecter l'énergie au foyer du radiotélescope de Nançay, nous avons réalisé des cornets primaires multimodes sensibles aux deux polarisations. Cette communication présente donc une application pratique des principes exposés par S. DRABOWITCH [1].

1. Description du radiotélescope [2]

Il comprend un réflecteur plan de 200 × 40 m mobile autour d'un axe horizontal, situé à 460 m d'un second réflecteur de 300 × 35 m, portion d'une sphère de 560 m de rayon. L'ensemble est symétrique autour d'un axe nord-sud.

Pour permettre de poursuivre une radiosource de part et d'autre du méridien, les dispositifs focaux sont mobiles sur la sphère focale, horizontalement (le long d'une voie ferrée) et verticalement (au moyen d'un ascenseur).

1.1. FIGURES DE DIFFRACTION AU FOYER DE L'INSTRUMENT

Il était nécessaire de déterminer la distribution de l'énergie dans le plan focal pour choisir le type des antennes primaires. Un programme sur ordinateur a permis de calculer en module et phase le champ électrique résultant, en un point quelconque du volume focal, de l'addition des champs élémentaires diffractés par le réflecteur.

• *Dans le sens horizontal:* le miroir étant sphérique, ce qui était nécessaire pour permettre de travailler notablement en dehors du méridien, il présente de l'*aberration de sphéricité*. En particulier, le point de champ maximal (qu'on choisit comme foyer) se trouve plus près du miroir que le foyer théorique (dans l'approximation de Gauss). Le décalage est de 1 m à 5 000 MHz et de 1,4 m à 1 420 MHz. D'autre part (fig. 1) on voit que même les premiers anneaux de diffraction sont fortement déformés, et qu'en particulier la phase est très différente de la valeur théorique. Même la tache centrale est fortement élargie à 5 000 MHz.

D'autre part, le réflecteur plan, qui diaphragme le faisceau, n'est pas dans le plan du centre, ce qui

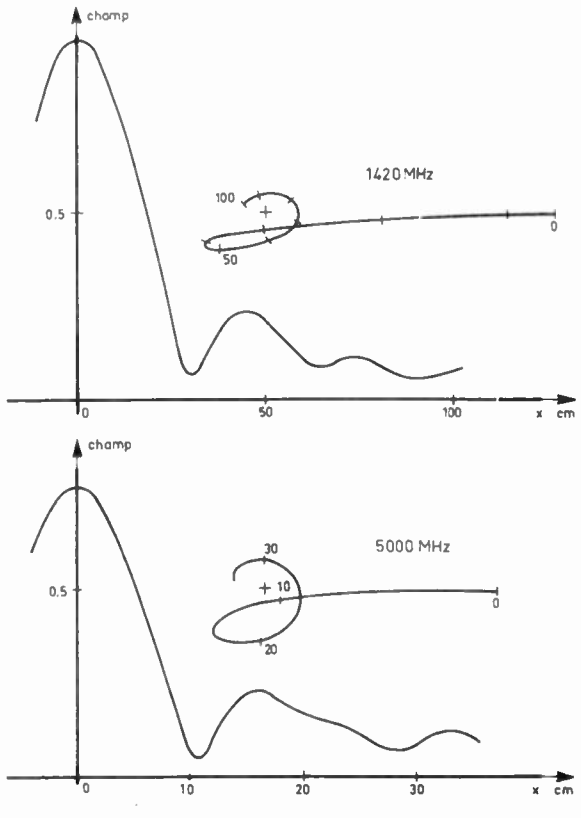


FIG. 1. — Taches de diffraction calculées sur l'axe. Influence de la fréquence (aberration sphérique).

introduit l'*aberration de coma*. On voit (fig. 2) qu'en dehors de l'axe de symétrie, la tache de diffraction est décalée vers l'axe et surtout que les anneaux de diffraction deviennent très dissymétriques. Des mesures préliminaires du lobe à 1 420 MHz ont très bien confirmé les résultats de ce calcul.

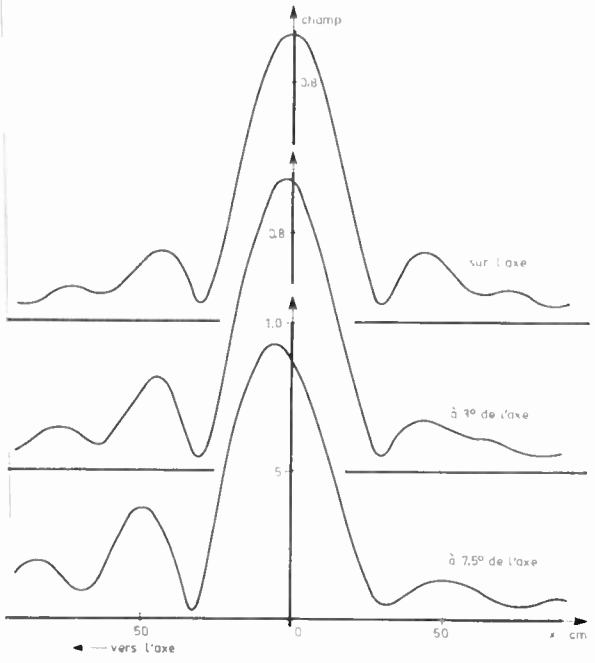


FIG. 2. — Taches de diffraction calculées à 1 420 MHz. Influence de la coma.

• *Dans le sens vertical:* les aberrations sont négligeables car l'ouverture du miroir est faible. La répartition de l'énergie est très proche de la forme théorique. Toutefois elle varie considérablement avec la déclinaison visée, subissant une affinité quand l'inclinaison du miroir plan fait varier le diaphragme.

Enfin signalons que le même programme de calcul des taches de diffraction a permis d'autres études : influence de défauts périodiques dans la surface du réflecteur (liés à la fixation mécanique du grillage), et surtout étude de la cross-polarisation, qui est très faible. Il était donc très important de rendre le télescope apte aux mesures de polarisation.

1.2. Choix du type d'antenne focale

Les résultats vus plus haut montrent que les anneaux de diffraction varient trop dans le champ de l'instrument pour que l'on puisse espérer recueillir l'énergie qu'ils contiennent, au moyen d'un seul dispositif focal utilisé quels que soient l'angle horaire et la déclinaison. On pourrait toutefois envisager un jeu d'antennes focales plus élaborées.

Nous nous sommes donc proposé de calculer des antennes focales « reconstituant » la seule tache centrale de diffraction. Leur largeur a été prise égale à celle de la tache centrale entre les points à 10 dB environ. Leur hauteur a été déterminée de la même façon, en tenant compte du fait que le nombre de radio-sources varie en cos δ.

Il faut noter que cela revient à imposer la valeur (voisine de 1) du facteur d'affinité défini par S. Drabowitch et que, par suite, l'antenne ne sera pas nécessairement optimale. Toutefois cette façon de procéder est justifiée par les considérations suivantes :

— l'antenne ne pouvait être optimale pour toutes les conditions d'observation et résulte donc d'un compromis ;

— le très faible « angle de tir » de l'antenne focale rend presque impossible le calcul a priori de la température de sol ;

— les récepteurs associés à ces antennes auront une température supérieure à 100 °K.

L'ouverture rayonnante de l'antenne focale devait donc mesurer environ 15 λ sur 2 à 3 λ selon les fréquences. Le type cornet (hoghorn) a été choisi, très voisin de celui décrit dans l'article original de Pippard [3]. Il a sur le « pill-box » l'avantage d'éviter le « blocage » par la source primaire dans le plan d'ouverture, qui rend l'adaptation difficile et élève la température de sol. De plus, des essais préliminaires sur maquettes ont montré que ce type d'antenne était satisfaisant et facile à contrôler.

2. Choix et réalisation de l'illumination

Ce type d'antenne étant déterminé, seule la forme de l'illumination restait à choisir. Les conditions à remplir étaient :

— lobes de l'antenne aussi voisins que possible sur les deux polarisations ;

— rendement en surface (« facteur de gain ») de l'ensemble antenne + réflecteur élevé.

L'ouverture de l'antenne étant rectangulaire, l'illumination peut s'écrire sous la forme d'une combinaison linéaire des modes habituels $H_{m,n}$ et $E_{m,n}$. Pour le problème qui nous occupe, il est plus commode de prendre comme base de la décomposition la combinaison linéaire suivante :

$$U_{m,n} = E_{m,n} + H_{m,n}$$
$$V_{m,n} = E_{m,n} - H_{m,n} .$$

En effet, les composantes du mode $U_{m,n}$ s'écrivent :

$$U_{m,n} \qquad E_x = 0$$

$$E_y = -2k \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$$

$$E_z = -k \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b}$$

$$H_x = 2k \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b}$$

$$H_y = 0$$

$$H_z = -k \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} .$$

On voit que ni E ni H ne sont transverses, mais que leurs composantes transversales sont parallèles dans toute la section du guide. Et en écrivant les composantes de $V_{n,m}$, on retrouve la même structure du champ, x et y étant permutés. On peut remarquer que le mode $U_{1,0}$ n'est autre que le mode fondamental $H_{1,0}$.

Nous nous sommes donc proposé d'exciter sur chaque polarisation le mode fondamental et le premier mode supérieur ainsi défini, soient :

$U_{1,0}$ (identique à $H_{1,0}$)
$U_{1,2}$ $(H_{1,2} + E_{1,2})$
$V_{0,1}$ $(H_{0,1})$
$V_{2,1}$ $(H_{2,1} - E_{2,1})$

Les dimensions de l'ouverture permettent de propager un nombre de modes très supérieur, mais le contrôle de leur amplitude et de leur phase devient très difficile, et on verra que cette combinaison permet d'approcher raisonnablement les buts visés.

Le problème consiste donc à propager sur une polarisation, le mode fondamental et le premier mode supérieur, destiné à « adoucir » l'illumination uniforme que donnerait dans le sens du champ électrique le fondamental seul. Les paramètres disponibles sont l'amplitude du mode supérieur et sa phase.

Il est évident a priori qu'il doit être en phase avec le fondamental au centre de l'ouverture.

Quant à son amplitude, on pourrait la calculer pour satisfaire à différents critères : rendement en surface maximal, facteur de qualité maximal, largeurs identiques des lobes (après nouvelle diffraction par le miroir sphérique) sur les deux polarisations. Les valeurs obtenues sont voisines et nous nous sommes contentés de choisir cette amplitude pour que l'éclairement au bord du miroir sphérique soit le même pour les deux polarisations.

Soit a la largeur de l'antenne. Pour une polarisation (E perpendiculaire au côté de longueur a),

l'éclairement est en $\cos \dfrac{\pi x}{a}$

et le lobe en $\dfrac{\cos \pi U}{1-4U^2}$.

Pour l'autre polarisation, l'éclairement est :

$$1 + \mu \cos \frac{2\pi x}{a}$$

μ étant l'amplitude (en tension) du mode supérieur. Le lobe est de la forme :

$$\frac{\sin \pi U}{\pi U}\left(1 + \frac{\mu U^2}{1-U^2}\right).$$

L'éclairement au bord du miroir ($U = 0{,}914$), est alors le même dans les deux cas si :

$$\mu = 0{,}68 \qquad \text{soit } 3{,}4 \text{ dB}$$

L'éclairement au bord du réflecteur tombe alors à 7,7 dB et le premier lobe secondaire doit être à 17,5 dB du gain dans l'axe, et le rendement en surface environ 75 %.

3. Réalisation du modeur

L'embouchure de l'antenne hog horn est un cornet pyramidal attaqué par un guide de section carrée, dont les dimensions sont choisies de manière à ce qu'il puisse propager les modes désirés, les autres étant évanescents. En fait, le plan de divergence du cornet, la jonction avec le fond parabolique, le plan d'ouverture constituent des obstacles qui excitent des modes supérieurs. La figure 3 donne une idée de l'importance de ces modes parasites.

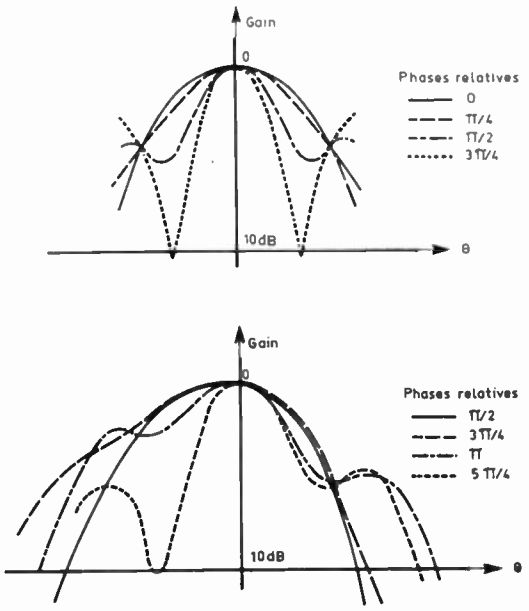


FIG. 3. — Lobes théoriques (en haut) et expérimentaux (en bas) d'une antenne multimode.

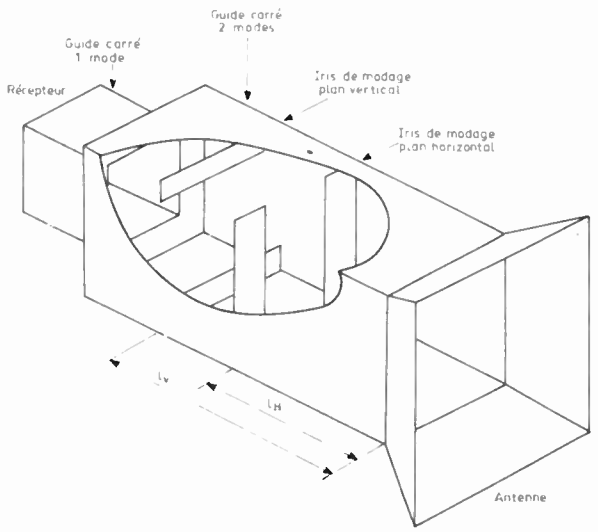


FIG. 4. — Modeur pour deux polarisations.

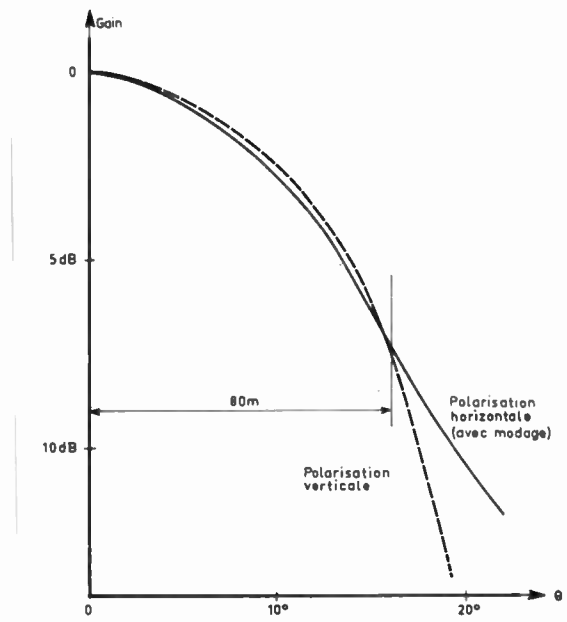


FIG. 5. — Lobes du cornet focal 5 000 MHz dans le plan horizontal.

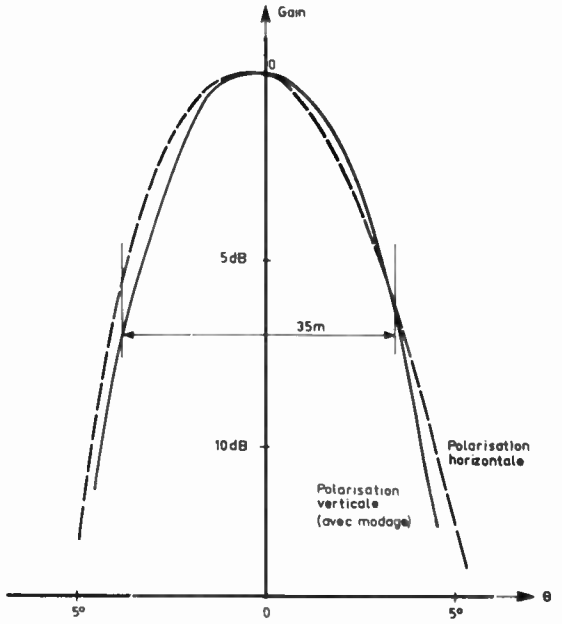


FIG. 6. — Lobes du cornet focal 5 000 MHz dans le plan vertical.

Le calcul rigoureux des longueurs électriques présentées par le cornet pour les différents modes étant impossible, nous avons adopté un type de modeur où les phases peuvent être réglées simplement (fig. 4). La jonction entre les deux guides carrés et les iris participent tous deux à l'excitation du mode supérieur. Les réglages de l'amplitude et de la phase ne sont pas indépendants, mais on constate qu'il est possible de les régler aux valeurs correctes.

Les figures 5 et 6 représentent les lobes obtenus pour le cornet focal utilisé à 5 000 MHz. Sans modeur, les largeurs des lobes pour les deux polarisations auraient été dans le rapport 1,4.

La température de sol (70 °K) et le rendement (16 %) mesuré à 5 000 MHz sont sans signification quant à l'antenne focale, la transparence du grillage, et ses irrégularités étant prépondérantes à cette fréquence. L'installation des antennes focales 2 700 MHz et 1 405 MHz, construites de la même façon est en cours à Nançay.

BIBLIOGRAPHIE

[1] DRABOWITCH S. — Optimisation d'une antenne froide par l'emploi de Sources multimodes. *L'Onde Electrique*, Fév. 67, pp. 285-297.

[2] BOISCHOT, GINAT, PARISE. — Le Grand Radiotélescope de Nançay. *Notes et Informations de l'Observatoire de Paris*, XXI, 1964.

[3] PIPPARD A.B. — The Hog Horn. *JIEE* (London) III A, vol. 93, n° 10, 1946.

ANTENNE LACUNAIRE

PAR

G. LE COZ et B. ECOTIERE

Ingénieurs à ALCATEL.

1. Rayonnement de sources disposées sur des circonférences.

On a redécouvert, depuis quelques années, l'avantage des réseaux d'antennes où chaque point source est alimenté indépendamment des autres par une onde hyperfréquence d'amplitude et de phase que l'on peut faire varier à loisir. Si la réponse des systèmes commandant l'amplitude et la phase est rapide, une modification du diagramme de rayonnement de l'antenne peut être obtenue aussi rapidement. Ces modifications peuvent être, soit un changement dans la direction du rayonnement principal par variation de phase, soit une variation de l'ouverture par changement dans la répartition d'amplitude, soit une variation du niveau des lobes secondaires par modification de la loi de distribution.

Les utilisations actuelles sont essentiellement les changements de direction. Il est évident que le fait de changer l'orientation du rayonnement principal d'une antenne sans avoir à déplacer la lourde masse du réflecteur présente de nouvelles possibilités : le taux d'utilisation du matériel croît considérablement

En parallèle avec ces nouvelles possibilités, il ne faut pas perdre de vue l'accroissement du volume et de la complexité du matériel. L'espacement entre points sources ne doit pas dépasser 0,7 λ afin d'éviter la création de multiples lobes principaux.

Dans ces conditions, pour une antenne d'un gain voisin d'une trentaine de décibels, 100 λ^2 en surface et 200 points sources indépendants sont nécessaires.

Aussi l'intérêt de réduire le plus possible le nombre de points sources est-il considérable et plusieurs auteurs ont proposé des solutions.

Il n'entre pas dans le cadre du présent article d'étudier l'ensemble de ces solutions. Cette étude sera developpée dans un autre article. Pour la réalisation décrite ici, nous avons retenu une méthode simple qui donne de bons résultats.

Dans le cas où l'on doit réaliser une antenne de grande directivité, avec un niveau de lobes secondaires d'une vingtaine de décibels, le pinceau devant se déplacer rapidement, dans toutes les directions autour d'une direction préférentielle, une solution économique est d'utiliser un aérien constitué de sources de même énergie, disposées sur des couronnes concentriques : le nombre de sources sur ces couronnes définit l'intensité rayonnée par chacune d'elles.

2. Rayonnement à grande distance d'une couronne de Rayon R

Soit une couronne dans le plan (xoy), de rayon R et de largeur dR ($dR \ll R$) (fig. 1). Chaque élément de cette couronne rayonne un champ d'amplitude E_r constant en amplitude et en phase, de même polarisation au même instant, d'un point à l'autre de cette couronne. Evaluons le champ rayonné à la distance d de 0 : soit :

— $R(x, y)$ un point de la couronne, de coordonnées polaires R et α,

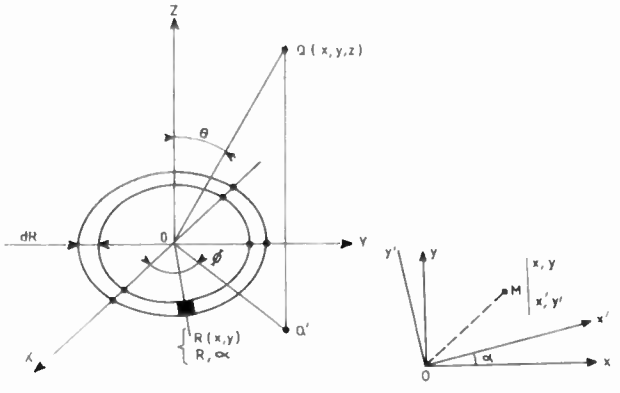


FIG. 1.

— Q (X, Y, Z) le point de coordonnées d, ϕ, θ, où l'on veut évaluer le champ.

$$RQ = r^2 = (X-x)^2+(Y-y)^2+Z^2$$
$$= d^2-2xX-2yY+x^2+y^2$$
$$r \# d - R \sin\theta \cos(\alpha-\phi)$$

Soit un élément de couronne $R.\ dR.\ d\alpha$, le champ rayonné au point Q est :

$$d\varepsilon = j\frac{E_r}{\lambda r} e^{j\left[\omega t - \frac{2\pi}{\lambda}(d - R\sin\theta\cos(\alpha-\Phi)\right]} R dR d\alpha$$

et le champ total rayonné par la couronne $(d \# r)$ est :

$$\varepsilon = jE_r\, e^{j\frac{\left(\omega t - \frac{2\pi d}{\lambda}\right)}{\lambda d}} R dR \int_0^{2\pi} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R\sin\theta\cos(\alpha-\Phi)} d\alpha$$

que l'on peut écrire d'après G. N. WASTON (« A treatise on the theory of Bessel fonctions », Cambridge, at the Univeisity Press 1958 — 2 nd Edition) :

$$\varepsilon = j\frac{E_r}{d}\frac{RdR}{\lambda} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi d}{\lambda}\right)} J_0\left(2\pi\frac{R}{\lambda}\sin\theta\right) \qquad (1)$$

3. Détermination du rayon de chaque couronne

L'antenne est constituée de couronnes concentriques de rayons R_1, R_2, $R_3 \ldots R_n$; les amplitudes des champs sont E_1, E_2, $E_3 \ldots E_n$. Ces amplitudes peuvent être réglées pratiquement par la concentration sur les couronnes. Le champ total dans la direction θ peut s'écrire :

$$\varepsilon_t(\theta) = \sum_{0,\ldots n} E_n \frac{R_n}{\lambda} J_0\left(2\pi\frac{R_n}{\lambda}\sin\theta\right) \qquad (2)$$

Il s'agit de déterminer les R_n et les E_n de manière à régler le niveau des lobes secondaires à la valeur désirée. On identifie à la relation (2) une fonction à lobes latéraux faibles appelée fonction de comparaison. Ces fonctions peuvent être de la forme $\frac{J_p(t)}{t^p}$

Elles ont des lobes secondaires d'autant plus faibles que la valeur de p est plus forte comme le montre le tableau 1 où l'on donne, dans le deuxième ligne, le rapport en décibels entre le rayonnement principal et le rayonnement sur le premier lobe secondaire.

Pour illustrer ceci, prenons le cas où $p = 1$

$$\frac{J_1(t)}{t} = \sum_{1,\ldots\infty} a_m J_0(j_m t)$$

j_m étant les zéros successifs de la fonction J_0 et successivement

$$a_m = \frac{2}{J^2_{u+1}(j_m)}\int_0^1 t f(t) J_u(j_m t) dt \,\#\, \frac{2}{J^2_{u+1}(j_m)}\int_0^\infty t f(t) J_u(j_m t) dt$$

$$= \frac{2}{aJ_1^2(j_m)}\int_0^\infty J_1(at) J_0(j_m t)\, dt = \frac{k}{J_1^2(j_m)}$$

k étant une constante indépendante de m.

$$\frac{J_1(t)}{t} = k \sum_{1,\ldots\infty} \frac{J_0(j_m t)}{J_1^2(j_m)} .$$

Après ces calculs préliminaires, il est possible de déterminer les rayons et la densité de champ des différentes couronnes :

TABLEAU 2

m	j_m	$J_1(j_m)$	$\frac{1}{J_1^2(j_m)}$
1	2,4048	0,5191	3,711
2	5,5201	−0,3403	8,635
3	8,6537	+0,2715	13,566
4	11,7915	−0,2325	18,499
5	14,9309	+0,2065	23,451
6	18,0710	−0,1877	28,384
7	21,2116	+0,1733	33,298

A partir du tableau 2 nous pouvons écrire :

$$\frac{J_1(t)}{t} = k[3{,}711 J_0(2{,}4048t) + 8{,}635 J_0(5{,}520\,1t) + 13{,}566 J_0(8{,}6537t) + \ldots\ldots) \qquad (3)$$

En comparant termes à termes les équations (2) et (3), les relations ci-dessous peuvent être écrites :

$$\left.\begin{aligned} 3{,}711\, k &= E_1\frac{R_1}{\lambda} \\ 8{,}635\, k &= E_2\frac{R_2}{\lambda} \\ 13{,}566\, k &= E_3\frac{R_3}{\lambda} \\ 18{,}499\, k &= E_4\frac{R_4}{\lambda} \end{aligned}\right\} \quad (4) \qquad \left.\begin{aligned} 2\pi\frac{R_1}{\lambda}\sin\theta &= 2{,}4048\, t \\ 2\pi\frac{R_2}{\lambda}\sin\theta &= 5{,}5201\, t \\ 2\pi\frac{R_3}{\lambda}\sin\theta &= 8{,}6537\, t \\ 2\pi\frac{R_4}{\lambda}\sin\theta &= 11{,}7915\, t \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

TABLEAU 1

p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
lobe secondaire	17,6	24,6	30,6	35,9	40,9	45,6	50,0	54,4	58,4	62,5

Le gain est une quantité généralement imposée. Par les formules classiques, la surface rayonnante, fonction de la longueur d'onde est déterminée par :

$$G = 4\pi^2 \frac{R_n^2}{\lambda^2}. \qquad (6)$$

Cette valeur de calcul ne tient pas compte des pertes, il faut majorer la quantité désirée des pertes estimées.

— De la relation 6, la valeur de R_n est déterminée

— R_1, R_2, R_3 sont déduits de la relation (5),

— E_1, E_2, E_3... E_n, de la relation (4).

4. Détermination du nombre de sources sur chaque couronne

Les aériens élémentaires sont choisis parmi ceux présentant le moins de couplage entre eux et donnant le type de polarisation désirée. Le gain g d'un aérien élémentaire est déterminé par une mesure préalable. Le nombre N total de sources est déduit de la relation :

$$10 \operatorname{Log}_{10} N = G_{dB} - g_{dB}$$

5. Détermination graphique

Dans le cas où l'on veut réaliser une antenne de gain inférieur à une trentaine de décibels avec un nombre réduit de sources et de couronnes, le procédé de détermination par la méthode décrite précédemment ne donne pas les niveaux de lobe secondaire les plus bas. Cette méthode doit être réservée au cas d'un grand nombre de sources. En effet les fonctions du type $\frac{J_p(t)}{t^p}$ présentent des remontées de lobes secondaires d'autant plus importantes que l'on est proche du rayonnement principal. Dans le cas de faible gain, d'un nombre de sources réduit et de dépointé de peu d'amplitude, il serait plus intéressant de prendre une fonction de comparaison à lobes secondaires (proches de l'axe) de faible amplitude et croissant ensuite. En effet, les gains relativement importants des sources unitaires correspondent à des facteurs d'éléments diminuant rapidement dès que l'on s'éloigne de l'axe et les lobes secondaires éloignés du facteur de réseau sont minimisés d'autant par le facteur d'élément.

Une méthode plus rapide est la détermination graphique qui peut convenir dans le cas d'un nombre réduit de couronnes.

On veut réaliser une antenne de gain voisin de 26 dB à la fréquence 5500 MHz en polarisation circulaire. Une division d'énergie en 2^n étant plus facile à réaliser, nous avons retenu une antenne à 32 sources unitaires.

Nous disposons nos sources sur trois cercles concentriques et nous avons choisi, de par les considérations de gain, un $\frac{R_3}{\lambda} = 4$

L'équation (2) s'écrit alors :

$$E_t = E_1 \frac{R_1}{\lambda} J_0\left(2\pi \frac{R_1}{\lambda} \sin\theta\right) + E_2 \frac{R_2}{\lambda} J_0\left(2\pi \frac{R_2}{\lambda} \sin\theta\right) + E_3 \frac{R_3}{\lambda} J_0\left(2\pi \frac{R_3}{\lambda} \sin\theta\right). \qquad (7)$$

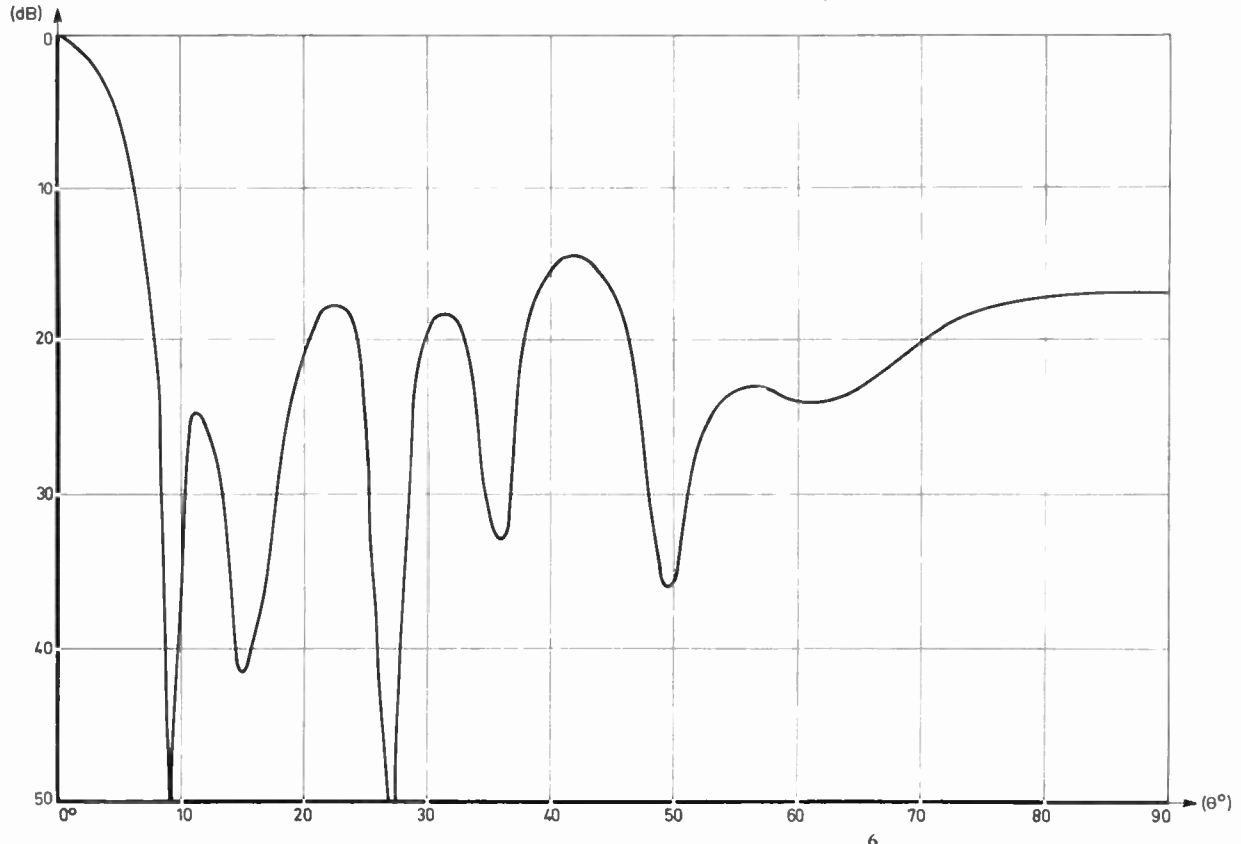


FIG. 2. — Représentation de J_0 (25,12 sin θ) + J_0(14,30 sin θ) + $\frac{6}{13}$ J_0(7,5 sin θ)

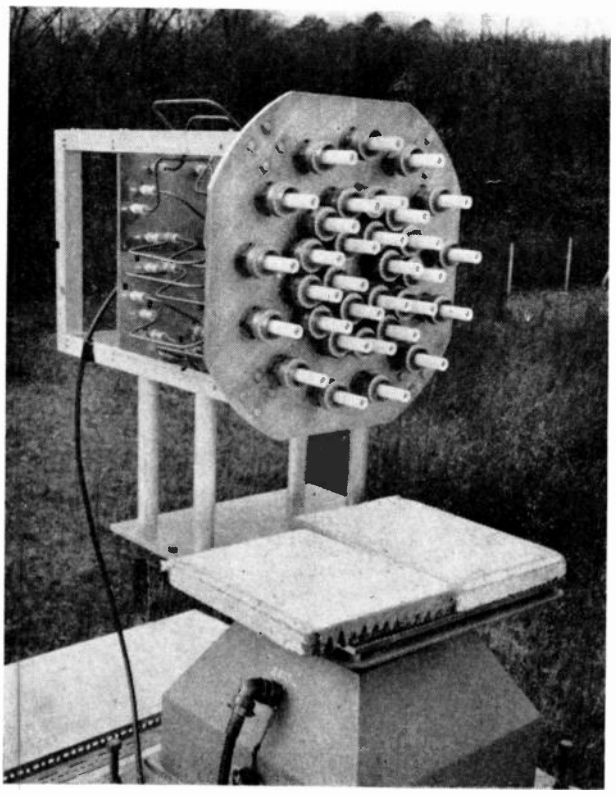


FIG. 3

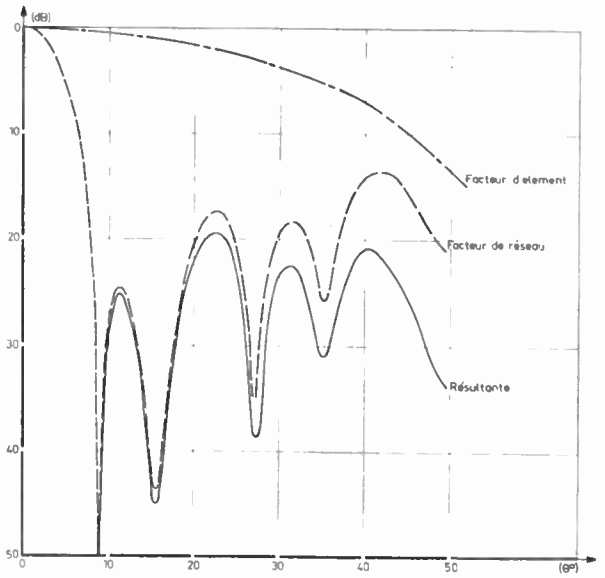


FIG. 5. — Diagramme de rayonnement. Antenne 32 sources (Plan xoz).

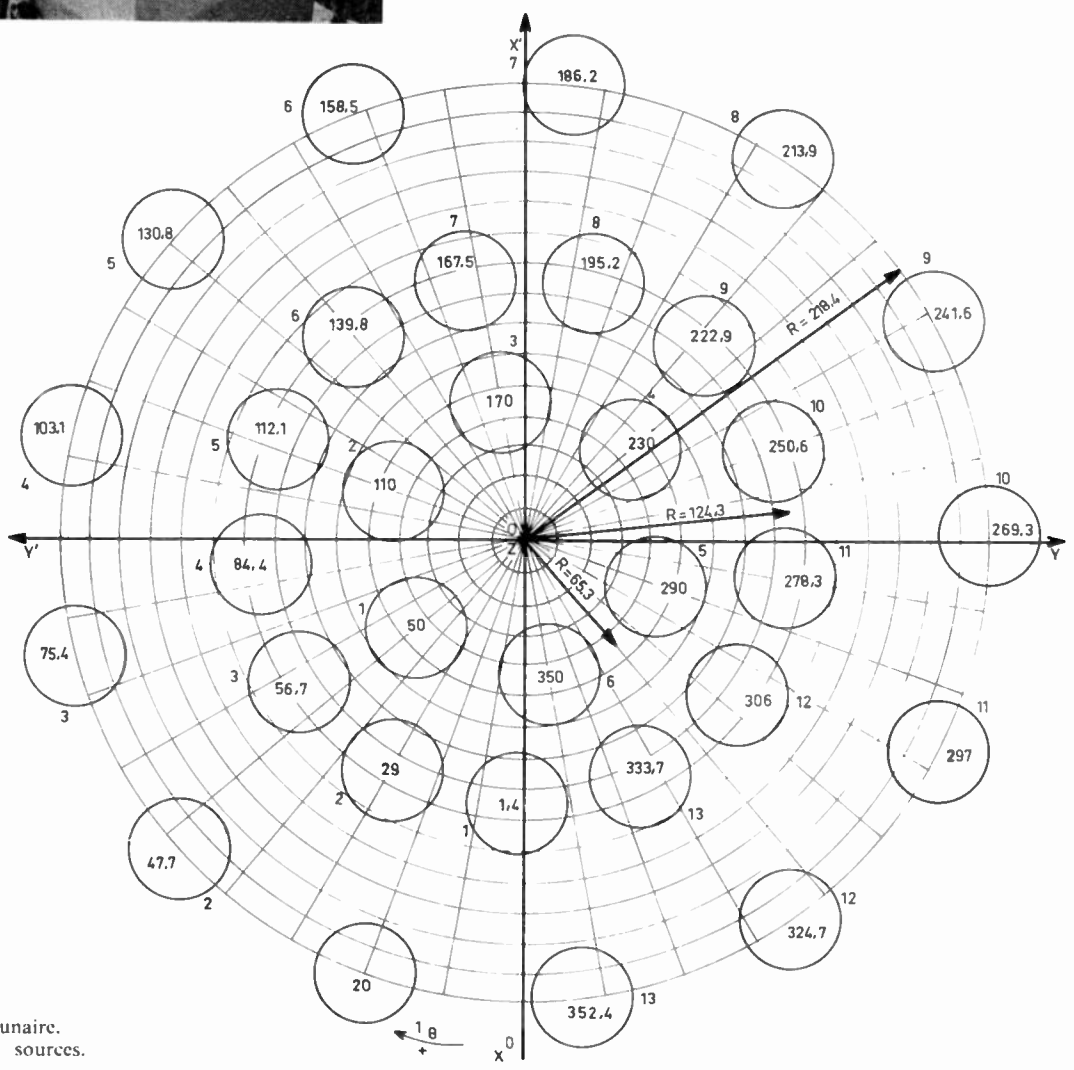


FIG. 4. — Antenne lacunaire. Implantation des 32 sources.

Comme nous l'avons vu, si E_1, E_2, E_3 sont les densités d'énergie sur les trois couronnes et si e est le champ rayonné par une source, nous pouvons écrire :

$$E_1 = \frac{N_1 e}{2\pi R_1 \Delta R} \quad ; \quad E_2 = \frac{N_2 e}{2\pi R_2 \Delta R} \quad ; \quad E_3 = \frac{N_3 e}{2\pi R_3 \Delta R}.$$

N_1, N_2, N_3 étant le nombre des sources sur les trois couronnes de rayons R_1, R_2, R_3 respectivement.

L'équation (7) peut s'écrire à son tour :

$$E_t = N_1 J_0\left(2\pi\frac{R_1}{\lambda}\sin\theta\right) + N_2 J_0\left(2\pi\frac{R_2}{\lambda}\sin\theta\right) + N_3 J_0\left(2\pi\frac{R_3}{\lambda}\sin\theta\right) \qquad (8)$$

Les trois termes de cette équation (8) sont ensuite tracés et leur somme est déduite graphiquement. Les différents coefficients sont choisis de manière que :

$$N_1 + N_2 + N_3 = 32$$

et que leur somme minimise les premiers lobes secondaires.

Nous avons retenu l'expression finale :

$$J_0(25{,}12\sin\theta) + J_0(14{,}30\sin\theta) + \frac{6}{13}J_0(7{,}5\sin\theta)$$

La détermination graphique est représentée sur la figure 2.

Les 32 sources rayonnantes, distribuées sur trois cercles, sont disposées de manière à ne pas favoriser un plan plus qu'un autre (fig. 3).

Un croquis coté, face avant, est représenté sur la figure 4. Le diagramme de rayonnement à partir des sources unitaires est enfin représenté sur la figure 5.

6. Expérimentation

Nous avons choisi la fréquence de 5.500 MHz pour réaliser une maquette d'antenne destinée à vérifier la similitude entre les diagrammes de rayonnement calculés et relevés expérimentalement.

7. Source unitaire

Nous avons retenu comme source unitaire une antenne en hélice, 6 tours, enroulés à l'intérieur d'un cylindre de téflon creux. Ces antennes ont été réglées de manière à minimiser le taux d'ellipticité de leur polarisation. Elles sont montées à l'extrémité d'un joint tournant coaxial qui permet de les faire pivoter sur elles-mêmes.

La rotation sur elle-même d'un angle α pour une source polarisée circulairement conduit, du point de vue du rayonnement à grande distance, à un déphasage α de l'onde hyperfréquence (fig. 6 et annexe technique n°1).

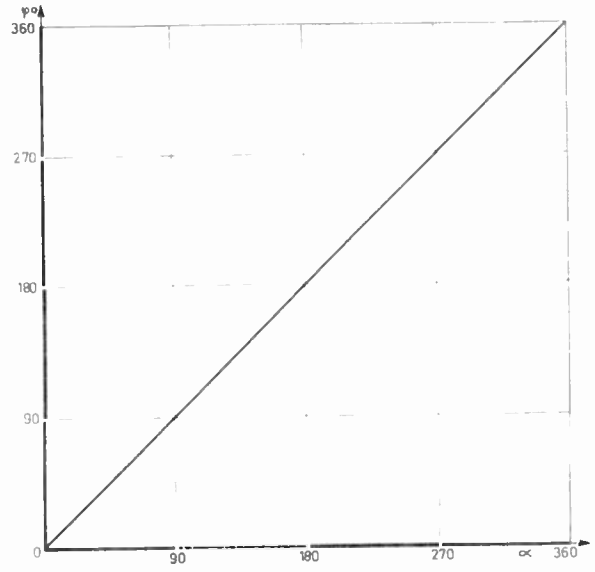


FIG. 6. — Correspondance entre la rotation sur elle-même d'une source polarisée circulairement et le déphasage de l'ondre hyperfréquence.

8. Division d'énergie

La division d'énergie est réalisée en circuit imprimé hyperfréquence. Cette technique assure théoriquement des pertes d'insertion et des différences de phase entre entrée et sortie constantes quelle que soit la sortie. Les systèmes d'adaptation sont réalisés par transformateur quart d'onde, l'impédance caractéristique est de 50 Ω. La variation maximale d'amplitude pour les 32 sorties à 5450 MHz par rapport à la valeur moyenne est inférieure à 0,5 dB. La division d'énergie comporte essentiellement un diviseur par deux suivi de deux diviseurs par seize à l'arrière du réseau rayonnant.

9. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sur une base de 12 m de longueur en utilisant un enregistreur automatique de diagrammes sont représentés par les figures 7, 8, 9 et 10.

Ils sont tracés respectivement pour des dépointages de 0°, 10°, 20° et 30° du pinceau principal par rapport à l'axe de l'antenne.

Il suffit d'autre part de tourner de 180 ° les hélices qui se trouvent d'un côté du plan vertical passant par le centre de l'antenne (ce qui revient à introduire un déphasage de π dans l'alimentation de ces sources par rapport à celles qui se trouvent de l'autre côté du plan vertical) pour obtenir un diagramme « différence » qui est représenté sur les figures 7 et 8.

* * *

Les auteurs remercient la direction de la Société ALCATEL d'avoir bien voulu autoriser la publication du présent travail. Ils remercient M. DEBART qui a bien voulu diriger leurs travaux et M. SIMON qui s'est chargé de la partie expérimentale.

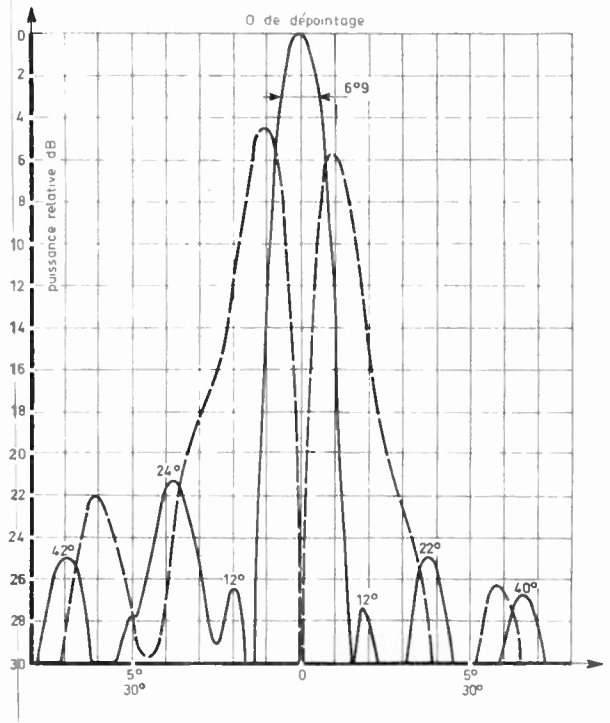


FIG. 7. — Diagramme de rayonnement, somme et différence. Sans dépointage.

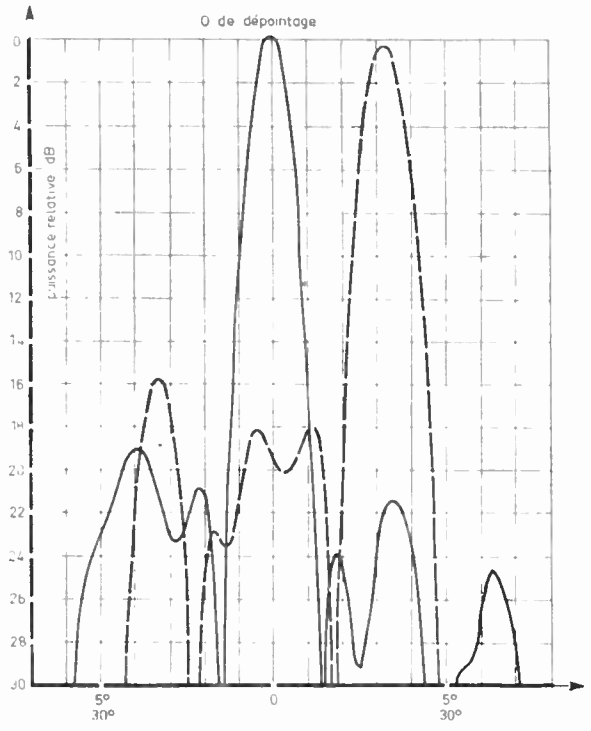


FIG. 9. — Diagramme de rayonnement. Dépointage de 20°.

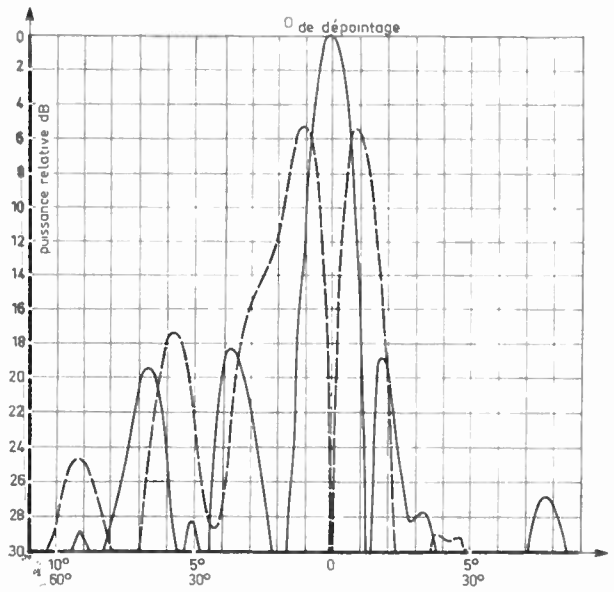


FIG. 8. — Diagramme de rayonnement, somme et différence. Dépointage de 10°.

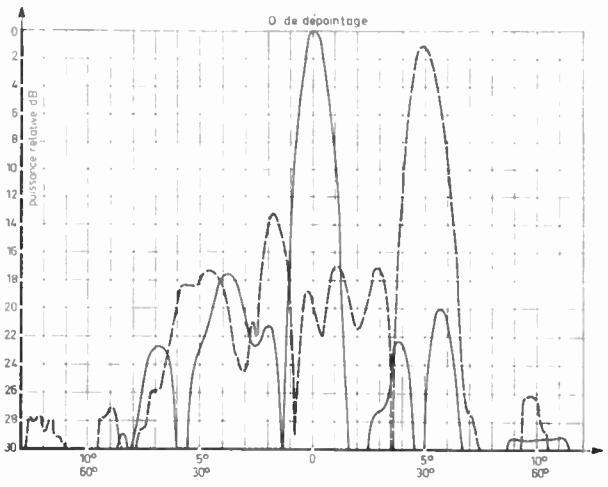


FIG. 10. — Diagramme de rayonnement. Dépointage de 30°

ANNEXE

Considérons la polarisation circulaire comme un cas particulier de la polarisation elliptique. L'amplitude et la direction du champ électrique sont données comme une fonction de la distance à un instant donné. Une polarisation elliptique peut être regardée comme la composition de deux polarisations linéaires à la même fréquence dans deux plans zox et zoy à angle droit, l'intersection oz de ces deux plans étant l'axe de propagation. Soit E_x et E_y les champs instantanés des ondes horizontales et verticales.

En fonction du temps t et de la distance z, nous avons :

$$E_x = E_1 \quad \sin(\omega t - \beta z)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta)$$

E_1 et E_2 étant les amplitudes des ondes horizontales et verticales, δ le déphasage entre E_y et E_x.

Le rapport axial de cette ellipse est le rapport du grand axe au petit axe.

Le champ rayonné par une antenne en hélice a une polarisation circulaire le long de son axe ; il tend à devenir elliptique dès que l'on s'écarte de cet axe.

La disposition du réflecteur à l'arrière de cette hélice permet cependant de conserver des rapports axiaux voisins de 1.

Dans ces conditions, nous pouvons écrire :

$$E_2 = E_1 + \Delta E_1 \qquad \text{et} \qquad \delta = \frac{\pi}{2} + \Delta\delta$$
$$E_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z)$$
$$E_y = (E_1 + \Delta E_1)\cos(\omega t - \beta z + \Delta\delta)$$

La rotation de l'hélice d'un angle α dans le sens horaire produit un déphasage α des ondes rayonnées : soit $x'oy'$ un nouveau système de coordonnées déduit de xoy par une rotation de α dans le sens trigonométrique autour de o (fig. A1).

Nous avons :

$$x' = x\cos\alpha + y\sin\alpha$$
$$y' = -x\sin\alpha + y\cos\alpha$$

Le nouveau champ, après rotation, deviendra :

$$E'_x = E_1\sin(\omega t - \beta z)\cos\alpha + (E_1 + \Delta E_1)\cos(\omega t - \beta z + \Delta\delta)\sin\alpha$$
$$E'_y = -E_1\sin(\omega t - \beta z)\sin\alpha + (E_1 + \Delta E_1)\cos(\omega t - \beta z + \Delta\delta)\cos\alpha$$

comme :

$$\cos(\omega t - \beta z + \Delta\delta) = \cos(\omega t - \beta z) - \Delta\delta \sin(\omega t - \beta z)$$
$$E'_x = E_1[\sin(\omega t - \beta z)\cos\alpha + \cos(\omega t - \beta z)\sin\alpha] + [\Delta E_1\cos(\omega t - \beta z) - E_1\Delta\delta\sin(\omega t - \beta z)]\sin\alpha$$
$$E'_y = E_1[\cos(\omega t - \beta z)\cos\alpha - \sin(\omega t - \beta z)\sin\alpha] + [\Delta E_1\cos(\omega t - \beta z) - E_1\Delta\delta\sin(\omega t - \beta z)]\cos\alpha$$

$$\begin{cases} E'_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z + \alpha) + E_1 \sin\alpha\left[\dfrac{\Delta E_1}{E_1}\cos(\omega t - \beta z) - \Delta\delta \sin(\omega t - \beta z)\right] \\ E'_y = E_1 \cos(\omega t - \beta z + \alpha) + E_1\cos)\alpha\left[\dfrac{\Delta E_1}{E_1}\cos(\omega t - \beta z) - \Delta\delta \sin(\omega t - \beta z)\right] \end{cases}$$

posons : $\operatorname{tg}\theta_1 = \dfrac{\Delta\delta}{\Delta E_1/E_1}$:

$$\begin{cases} E'_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z + \alpha) + E_1\sqrt{\left(\dfrac{\Delta E_1}{E_1}\right)^2 + \Delta\delta^2}\ \sin\alpha\cos(\omega t - \beta z + \theta_1) \\ E'_y = E_1 \cos(\omega t - \beta z + \alpha) + E_1\sqrt{\left(\dfrac{\Delta E_1}{E_1}\right)^2 + \Delta\delta^2}\ \cos\alpha\cos(\omega t - \beta z + \theta_1) \end{cases}$$

A une onde en polarisation circulaire

$$\begin{cases} E_1 \sin(\omega t - \beta z + \alpha) \\ E_1 \cos(\omega t - \beta z + \alpha) \end{cases}$$

une onde en polarisation rectiligne est superposée dont le plan de polarisation fait un angle α avec oy et dont l'amplitude est :

$$E_1\sqrt{\left(\frac{\Delta E_1}{E_1}\right)^2 + (\Delta\delta)^2}\ .$$

Tout se passe comme si l'on superposait au radiateur théorique un radiateur parasite coïncidant géométriquement avec le radiateur réel. Si les sources présentent toutes les mêmes défauts, leurs amplitudes sont identiques et le plan de polarisation tourne avec chaque déphasage α appliqué à la source réelle.

Le rayonnement en polarisation circulaire se présente comme si l'on avait introduit un déphasage α dans la ligne d'alimentation du radiateur considéré.

Correspondance

EUROCONTROL

Un quart d'heure après son décollage d'Orly, un Boeing 707 se dirigeant vers Copenhague quitte l'espace aérien français. Après avoir survolé — très vite — la Belgique et la Hollande, il volera dans l'espace aérien allemand pendant vingt-quatre minutes, puis il naviguera onze minutes dans le ciel du Danemark. Demain, avec les avions supersoniques, ces temps tomberont de plus de moitié. Il ne faudra que vingt-huit minutes au Concorde pour aller de Paris à Copenhague : six minutes dans l'espace aérien français, trois et demi dans l'espace belge, quatre minutes et demi dans l'espace néerlandais, neuf et demi dans l'espace allemand et quatre minutes et demi dans l'espace danois, soit quatre frontières franchies en moins d'une demi-heure.

A l'ancienne organisation de l'espace aérien qui laissait à chaque pays le soin d'étudier la circulation à l'intérieur de ses frontières, devait donc succéder une organisation nouvelle, indépendante des frontières nationales. Celle-ci devenait urgente dans les régions à forte densité de circulation, comme la région Benelux-Allemagne. C'est à ce but que répond EUROCONTROL, organisation européenne pour la sécurité de la navigation aérienne. C'est de cette nécessité qu'elle est née. Depuis le 1er mars 1964, tous les avoins civils et militaires volant dans l'espace européen, au-dessus de 6 000 m pour la République Fédérale d'Allemagne et le Benelux, au-dessus de 7 500 m pour la France, l'Angleterre et l'Irlande, sont contrôlés et dirigés par l'Organisation européenne. Ces altitudes sont celles où volent les avions à réaction ; cet espace aérien supérieur intéresse seul la nouvelle organisation.

L'espace aérien situé en-dessous de ces limites, celui où volent les avions à hélices, plus lents, reste contrôlé par les organismes nationaux traditionnels.

Ayant une fonction essentiellement opérationnelle, EUROCONTROL apparaît comme un service public international. Son statut juridique a été défini par une Convention signée le 13 décembre 1960.

« En lui confiant le contrôle de la circulation aérienne dans l'espace aérien supérieur couvrant leur territoire, les Etats membres acceptent qu'un organe international assume, dans les limites de ses tâches spécifiques définies par la Convention, la responsabilité du contrôle d'un espace relevant de leur souveraineté. Cette acceptation confère à l'Organisation le Statut juridique de « service public international ». Par opposition aux traités internationaux de caractère législatif, dont la mission principale est de prononcer l'établissement de normes internationales, la Convention EUROCONTROL s'inscrit dans la catégorie des traités à caractère politique qui, par l'institution d'une organisation commune, traduisent l'existence d'une communauté spéciale d'intérêts (1) ».

L'organisation comprend un organe délibératif, la Commission permanente et un organe exécutif, l'Agence.

La Commission fixe la politique commune concernant le contrôle de la navigation aérienne ; elle est constituée par les ministres de l'Aviation civile et de la Défense des Etats membres. Les votes en commission ne sont acquis que s'ils obtiennent la double majorité : majorité absolue des Etats membres et majorité absolue des voix pondérées. On appelle ainsi les voix qui sont accordées à chaque

(1) Extrait du bulletin semestriel d'Eurocontrol, page 10.

pays en fonction de son produit national brut (établi par l'OCDE).

C'est également cette notion qui sert à fixer la quote-part financière, tout en sauvegardant l'indépendance des pays membres. Il permet aussi, sans difficultés, l'insertion de nouveaux membres dans l'Organisation, sans modification de la Convention.

C'est ainsi que l'Irlande est entrée dans l'Organisation, le 1er mars dernier, rejoignant les six pays fondateurs : République Fédérale d'Allemagne, Belgique, France, Royaume-Uni, Luxembourg et Pays-Bas. On notera que si les pays fondateurs sont au nombre de six, ils ne recouvrent pas les six pays de la CEE, puisque l'Italie n'est pas membre de l'EUROCONTROL, et que, par contre, le Royaume-Uni y figure (fig. 1).

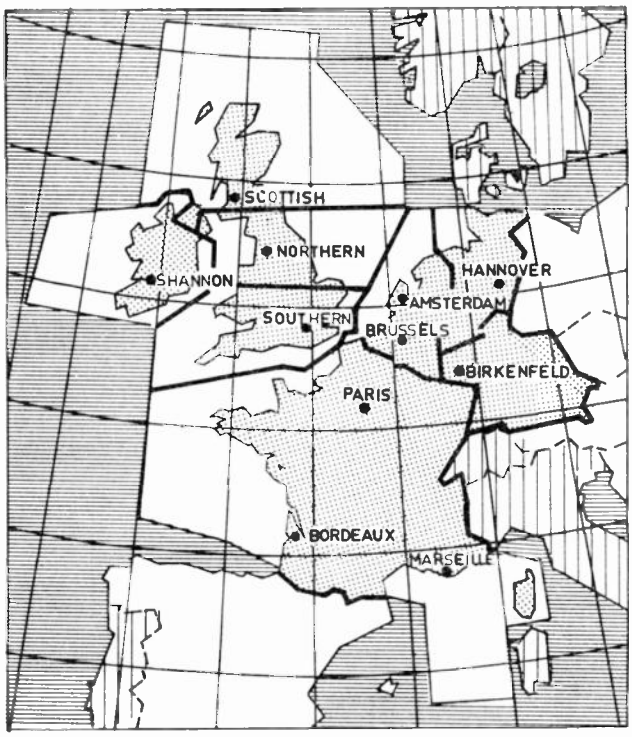


FIG. 1. — Région Eurocontrol.

Par ailleurs l'Organisation, qui se veut très ouverte et prête à accueillir d'autres membres, a signé des accords de coopération avec la Suisse, les Pays scandinaves, l'Italie, le Portugal et l'Agence fédérale de l'aviation américaine, accords qui prévoient notamment des échanges d'informations et des réunions d'experts.

Le début de l'année 1967 voit l'inauguration de sa première grande réalisation communautaire : le Centre Expérimental EUROCONTROL de Brétigny. Des instruments électroniques ultra modernes, notamment ceux d'un simulateur du contrôle aérien unique en Europe, permettront d'y étudier et d'y prévoir ce que sera le trafic aérien dans l'avenir et de rechercher avec le maximum de précision les normes et les instruments indipensables pour y faire face. Ce Centre international d'étude et d'expérimentation concrétise, dès à présent, la coopération tant technique et industrielle qu'économique et financière des pays européens qui en sont les promoteurs. Sa création démontre que l'effort accompli en commun a permis à sept pays de disposer d'un puissant instrument d'étude et d'expérimentation, qu'isolément ils eussent été dans l'impossibilité de réaliser.

Par ailleurs, il a été décidé de créer un premier centre international pour le contrôle de l'espace supérieur dans la région Belgique-Pays-Bas-Allemagne du Nord. La première pierre de ce futur centre a été posée le 4 octobre 1966 à Beek, près de Maastricht.

Emanant de la Convention internationale du 13 décembre 1960 et fixé par la Commission des Ministres, le programme qu'EUROCONTROL s'est vu attribuer pour l'avenir comporte notamment la coordination des plans nationaux ou régionaux qui seront établis en commun entre chaque Etat ou région et l'Agence, l'étude fondamentale pour déterminer le meilleur système de contrôle de la circulation aérienne qui pourra être utilisé en Europe dans l'avenir ainsi que l'étude des normes communes pour les matériels techniques, en vue de promouvoir leur standardisation et de renforcer la position internationale de l'industrie européenne. EUROCONTROL est dotée d'une mission bien précise, assurer la sécurité de la navigation aérienne.

BRÉTIGNY : CENTRE EXPÉRIMENTAL D'EUROCONTROL

Le Bâtiment

Implanté sur l'aérodrome de Brétigny-sur-Orge (fig .2), le Centre EUROCONTROL voisine avec d'autres organismes de recherches ou d'études, parmi lesquels le Centre d'Essais en Vol et le Centre de Recherches et d'Etudes Spatiales. Le bâtiment comprend essentiellement trois corps solidaires.

L'un, au rez-de-chaussée avec une hauteur sous-plafond de 6 m, est à destination opérationnelle et abrite une salle de contrôle (375 m²), une salle de supervision (150 m²) et une salle de pilotage (290 m²).

Le corps de bâtiment à destination technique est placé perpendiculairement au précédent, en son milieu. Il a une hauteur sous-plafond de 3,50 m.

La salle du calculateur occupe une surface de 300 m² (y compris le bureau de programmation et les locaux de maintenance) et la salle de génération vidéo comporte les emplacements nécessaires à la maintenance.

Un troisième corps de bâtiment, à deux niveaux, contiendra les laboratoires et les bureaux (surface au sol 1 000 m²).

L'ensemble est construit sur un sous-sol aménageable ayant 3 m sous-plafond. Un faux plancher muni de dalles entièrement amovibles sépare ce sous-sol des salles techniques et opérationnelles.

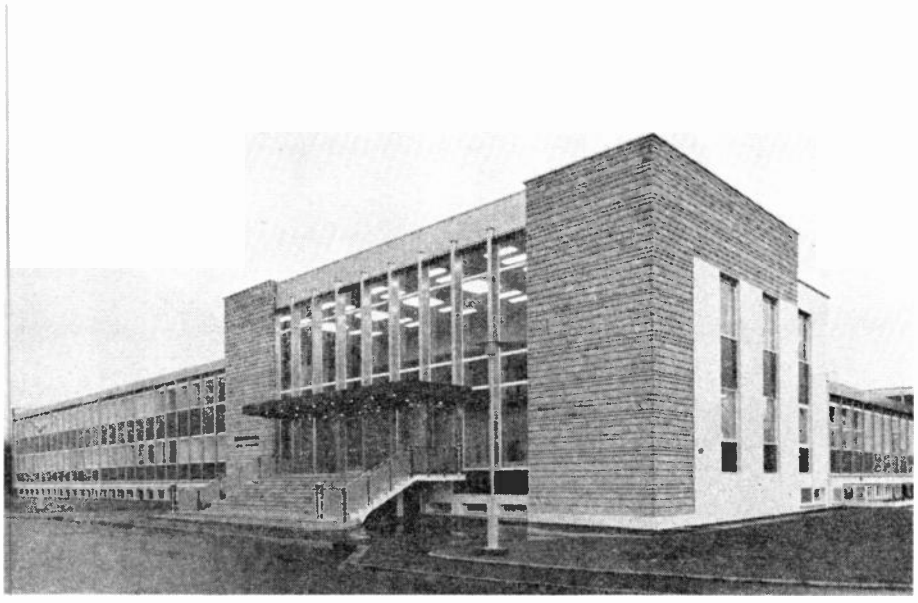


FIG. 2. — Le Centre Expérimental Eurocontrol de Brétigny-sur-Orge.

Inauguration du centre

C'est le 17 janvier 1967 que M. Roy MASON, Ministre de la Défense (Equipement) du Royaume-Uni, Président de la Commission des Ministres d'EUROCONTROL, a inauguré avec M. Edgard PISANI, Ministre français de l'Equipement, le Centre Expérimental de Brétigny-sur-Orge.

Les deux ministres étaient assistés de M. René BULIN, Directeur Général de l'Agence EUROCONTROL. Les Ministres de la Commission Permanente, des représentants de haut rang des sept pays membres (R.F. Allemagne, Belgique, France, Irlande, Grande-Bretagne, Luxembourg et Pays-Bas) et de pays coopérant avec l'Organisation ainsi que des personnalités appartenant à plusieurs organisations internationales, à l'industrie européenne et au monde aéronautique ont pu assister à un exercice de simulation du contrôle du trafic aérien exécuté par le personnel du Centre.

Le simulateur pour le contrôle de la circulation aérienne

Le simulateur constitue l'un des tout premiers outils du Centre Expérimental à la fois par son antériorité et par les services qu'il est appelé à rendre. La simulation joue en effet un rôle fondamental dans le progrès des techniques modernes et plus particulièrement dans le domaine de l'ATC. Grâce à la simulation, il devient possible d'étudier des systèmes ou des procédures basés sur l'emploi des moyens de navigation ou de télécommunications quelconques, en présence d'une densité de trafic d'importance variable à volonté pouvant même comporter des avions non encore en service (supersoniques, par exemple).

Ayant ainsi défini les équipements ou méthodes à mettre en place pour satisfaire les besoins lors de l'apparition effective des conditions simulées, il est facile de déterminer les étapes d'une évolution progressive permettant la transition entre les conditions actuelles et futures.

A plus court terme, la simulation permet l'étude des problèmes intéressant l'organisation des Centres EUROCONTROL :

- sectorisation optimale dans une zone de contrôle étendue ;
- composition et responsabilités des équipes de contrôle ;
- inter-pénétration des espaces supérieur et inférieur ;
- utilisation d'un même espace par des vols de circulation générale et des vols militaires opérationnels.

Pour remplir son rôle, le simulateur doit être capable de restituer un trafic composé d'un grand nombre d'avions de caractéristiques différentes, susceptibles d'utiliser des moyens de navigation variés. Il doit fournir aux positions d'exploitation les informations résultant de la détection de ces avions éclairés par plusieurs radars primaires et secondaires, le tout dans un environnement réaliste constitué par les liaisons téléphoniques air-sol, les liaisons avec les centres voisins, etc. L'ensemble des équipements techniques constituant le simulateur comporte les éléments suivants (fig. 3) :

Le **groupe de calcul** en constitue l'élément essentiel et est basé sur l'emploi d'un calculateur numérique à progamme enregistré.

La capacité et la vitesse de traitement de cet ensemble permet :

- de calculer les trajectoires de 60 à 300 avions évoluant dans une zone de 600 miles nautiques de rayon ;
- de déterminer les coordonnées radar et la probabilité de détection de ces avions par rapport

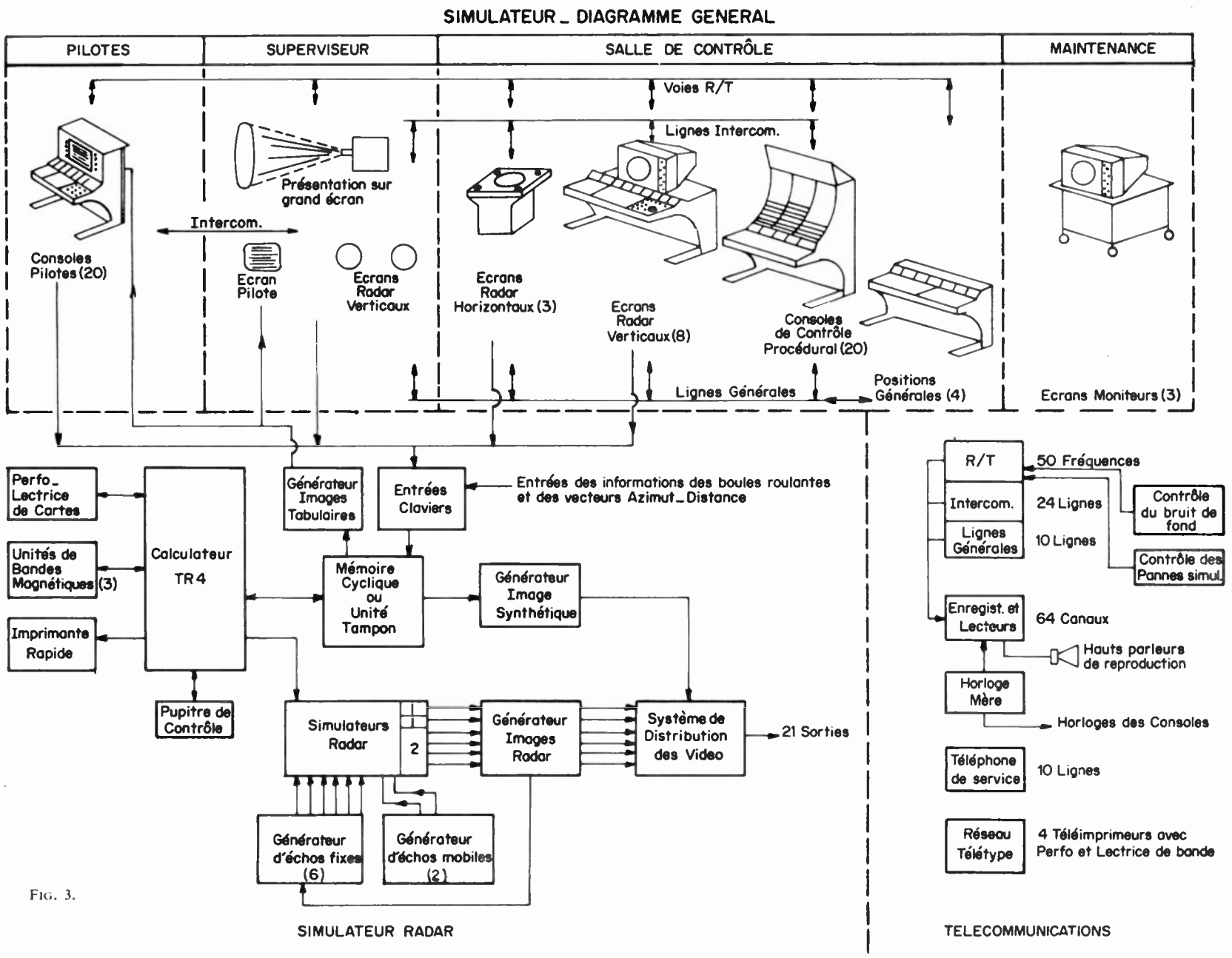

SIMULATEUR _ DIAGRAMME GENERAL
PILOTES
SUPERVISEUR
SALLE DE CONTRÔLE
MAINTENANCE
Voies R/T
Lignes Intercom.
Présentation sur grand écran
Intercom.
Consoles Pilotes (20)
Ecran Pilote
Ecrans Radar Verticaux
Ecrans Radar Horizontaux (3)
Ecrans Radar Verticaux (8)
Consoles de Contrôle Procédural (20)
Lignes Générales
Positions Générales (4)
Ecrans Moniteurs (3)
Perfo_ Lectrice de Cartes
Unités de Bandes Magnétiques (3)
Imprimante Rapide
Calculateur TR4
Pupitre de Contrôle
Générateur Images Tabulaires
Entrées Claviers
Entrées des informations des boules roulantes et des vecteurs Azimut_Distance
Mémoire Cyclique ou Unité Tampon
Générateur Image Synthétique
Simulateurs Radar
2
Générateur Images Radar
Système de Distribution des Video
21 Sorties
Générateur d'échos fixes (6)
Générateur d'échos mobiles (2)
SIMULATEUR RADAR
R/T
50 Fréquences
Intercom.
24 Lignes
Lignes Générales
10 Lignes
Contrôle du bruit de fond
Contrôle des Pannes simul.
Enregist. et Lecteurs
64 Canaux
Hauts parleurs de reproduction
Horloge Mère
Horloges des Consoles
Téléphone de service
10 Lignes
Réseau Télétype
4 Téléimprimeurs avec Perfo et Lectrice de bande
TELECOMMUNICATIONS

FIG. 3.

à six radars pouvant être situés en un point quelconque de la zone ;

— d'effectuer tous changements de route ou de codes radar secondaire demandés par les contrôleurs par l'intermédiaire des pilotes ;

— de fournir les éléments nécessaires aux équipements de génération de signaux radar et de visualisation ;

— d'assurer l'enregistrement des données essentielles en vue de la répétition des situations en temps normal ou accéléré.

Cet ensemble peut, bien entendu, servir de bureau de calcul en dehors des périodes d'exercice, soit pour effectuer des études statistiques pour définir les modèles à expérimenter, soit pour analyser les résultats des simulations.

Le **groupe de génération de signaux radar** a pour fonction de transformer les informations numériques déterminées par le groupe de calcul en signaux radar directement utilisables par les écrans de visualisation.

L'ensemble est prévu pour simuler deux paires de radars primaires et secondaires à caractéristiques totalement indépendantes et un groupe de quatre paires de radars primaires et secondaires à caractéristiques communes (rotation, fréquence de récurrence et largeur d'impulsion) mais qui peuvent être situés en des endroits différents.

Le **groupe de visualisation** est organisé pour permettre la présentation de l'une des six images radar, au choix de chacun des contrôleurs. Chaque image possède tous les attributs d'une image radar normale : balayage, échos fixes et mobiles, vidéo mapping, etc. De plus, une unité de génération de vidéo synthétique permet la présentation d'une image panoramique composée de symboles et de caractères alphanumériques.

Le **système de télécommunications** a pour objet de simuler les liaisons entre contrôleurs et pilotes (liaisons air-sol), entre contrôleurs et contrôleurs (inter-communications) et entre contrôleurs de centres différents (liaisons sol-sol).

L'installation est complétée par des équipements d'enregistrement sur bande magnétique permettant de rejouer un exercice dans les conditions exactes de son déroulement, d'étudier le coefficient d'utilisation des fréquences air-sol, d'analyser la nature des messages transmis, etc.

Le **groupe de pilotage :** chaque pilote dispose d'une console équipée d'un écran cathodique permettant l'affichage des informations concernant les avions dont il a la charge (15 maximum) ainsi que des messages en provenance du calculateur.

Un clavier mixte (fonctions et caractères alphanumériques) permet d'entrer les ordres dans le calculateur. L'équipement de la console est complété par des platines de télécommunications air-sol.

Le **groupe d'exploitation** comporte les éléments habituels des salles d'opérations, consoles radars, pupitres porte-strips, etc.

D'une façon plus précise, l'équipement installé initialement dans la salle comprend :

— vingt consoles porte-strips, équipées de platines de télécommunications air-sol et sol-sol ;

— huit consoles radar à écran vertical ;

— trois écrans radar horizontaux.

La conception de la salle et de la distribution des signaux nécessaires à l'alimentation des consoles a été effectuée de façon à permettre le maximum de souplesse pour la disposition des différents éléments. L'étude en simulation pourra donc également porter sur l'aménagement général des salles de contrôle, le groupement des consoles par secteur, etc.

Développements envisagés

Le simulateur ainsi décrit constitue un excellent générateur de situations de trafic aérien. Le calculateur, en particulier, peut fournir des données sous forme numérique ou sur imprimantes susceptibles de simuler des messages « Plan de Vol », des messages en provenance des Centres voisins, des sorties d'extracteurs de plots radars primaires et secondaires, etc.

L'association avec *un équipement de traitement de données* permettra donc l'étude complète et réaliste des différents problèmes de l'automatisation des Centres : calcul des trajectoires, plan de vol, poursuite et corrélation radar, mise à jour automatique des plans de vol, détection des conflits, etc.

Les différentes phases de simulation

Les quatre principales phases d'exécution d'un exercice de contrôle simulé sont les suivantes (fig. 4) :

Phase 1

Il s'agit en fait d'une phase de planification. Une équipe d'experts est chargée soit de préparer les trois grands groupes de données requises pour décrire dans tous ses détails la tâche envisagée, soit d'établir les modalités de préparation de ces groupes. Les diverses données correspondantes devront être mises sous une forme assimilable pour l'ordinateur (par exemple, cartes perforées).

Phase 2

Cette phase, essentiellement préparatoire, est conçue pour l'ordinateur. Les informations précédemment élaborées seront traitées en plusieurs passages successifs par l'ordinateur qui en tirera des informations tant pour ses besoins propres qu'à des fins techniques ou à des fins de contrôle de la circulation. Ces informations seront enregistrées sur bande magnétique.

Phase 3

La phase 3 est la phase d'exploitation en temps réel, au cours de laquelle les échantillons de mouvements aériens, mis en mémoire, seront traités en temps réel ; l'organisation du système de contrôle

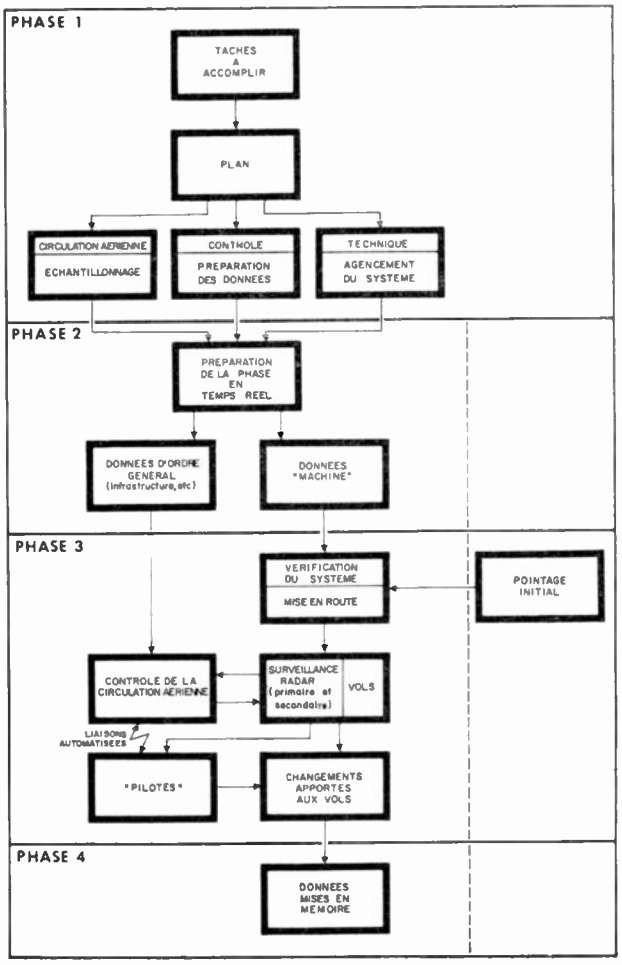


FIG. 4.

s'effectuant via les « pilotes », permet de modifier ou d'adapter l'écoulement de la circulation aérienne suivant les procédures d'exploitation adoptées. Cette phase ne sera amorcée qu'après un contrôle général des moyens disponibles en personnel et en équipement.

Phase 4

Il s'agit d'une phase d'analyse *a posteriori* au cours de laquelle on reprend le processus de simulation, en utilisant les données qui ont été enregistrées, notamment à des fins pédagogiques.

La simulation proprement dite

La phase en temps réel (phase 3), constitue un modèle presque exact de la réalité et il faudra veiller à ce que le système fonctionne aussi parfaitement que possible. Ayant disposé le système selon l'agencement voulu et après avoir averti le personnel d'exploitation, on procède à un contrôle de conformité qui l'oblige, sous la direction d'un responsable, à enclencher d'une manière préprogrammée les procédures de vérification. Des données spécialement adaptées au contrôle des organes de visualisation, des claviers, des générateurs de signaux et des répartiteurs seront affichées aux diverses consoles pour que le personnel puisse d'un coup d'œil s'assurer de leur bon fonctionnement. Toute la vérification exigera moins de vingt minutes et permettra, en outre, de passer sans difficulté au stade actif de la phase en temps réel, en particulier en ce qui concerne les relations homme/machine.

La simulation en temps réel commencera au moment du déclenchement de l'horloge-mère, à compter duquel s'effectue le contrôle de cinq programmes à partir d'un programme principal. Ces cinq programmes, qui couvrent l'ensemble de l'exercice de simulation des mouvements aériens, sont ordonnés par priorité et seront traités séparément. Les trois fonctions principales sont les suivantes :

— Calcul de la position des avions en coordonnées géographique et en valeur ρ, θ, rapportées au radar dans le cas de détection par radar (toutes les trois secondes) ; préparation des messages de sorties adaptées au simulateurs radar et comportant les données du radar secondaire avec indication de la brillance du plot radar. Dans l'éventualité d'un dédoublement de la couverture radar, on pourra représenter 300 avions, donc assembler et trier 600 messages de sorties.

— Production d'une image synthétique de la situation aérienne, indiquant en totalité ou en partie les mouvements de l'ensemble de la région, ou un groupe d'avions spécialement choisis, avec données complémentaires telles que vecteurs, étiquettes, etc. On pourra afficher un maximum de 600 données synthétiques sur les écrans radar, à raison d'une mise à jour toutes les dix secondes.

— Traitement des messages entrants et production automatique des messages sortants. Le processus de compilation des entrées des claviers, toutes les 40 ms, et de traitement de l'information, toutes les secondes, est le principal moyen de relier machine et opérateur.

On a indiqué plus haut que l'écoulement des mouvements aériens n'était réalisé qu'à l'aide de méthodes numériques ; il s'ensuit donc que c'est à l'ordinateur que revient la tâche d'informer le « pilote » des mouvements dont il est responsable. Parallèlement, l'ordinateur acceptera les messages numériques d'entrées grâce auxquels les « pilotes » pourront modifier les trajectoires pré-établies et partant, la conduite des avions.

Les « pilotes » communiquent en phonie avec les contrôleurs dans des conditions très voisines de la réalité et ce, à l'aide de liaisons air-sol simulées. Ils disposent des données de l'ordinateur concernant les avions dont ils sont responsables lesquelles sont affichées sur les tableaux d'affichage de leur position de travail.

En fait, toutes les réponses aux questions des contrôleurs sont préprogrammées et, selon le cas, faites automatiquement (lorsqu'un avion survolant un point de report doit donner un compte rendu de position, par exemple), ou sur demande (lorsqu'un « pilote » actionne les clés appropriées de son dispositif d'entrée en machine).

Imprimante rapide, calculateur TR 4 Telefunken et son pupitre de contrôle, indicateur de contrôle Plessey, perforatrice de carte.

Au milieu, à gauche

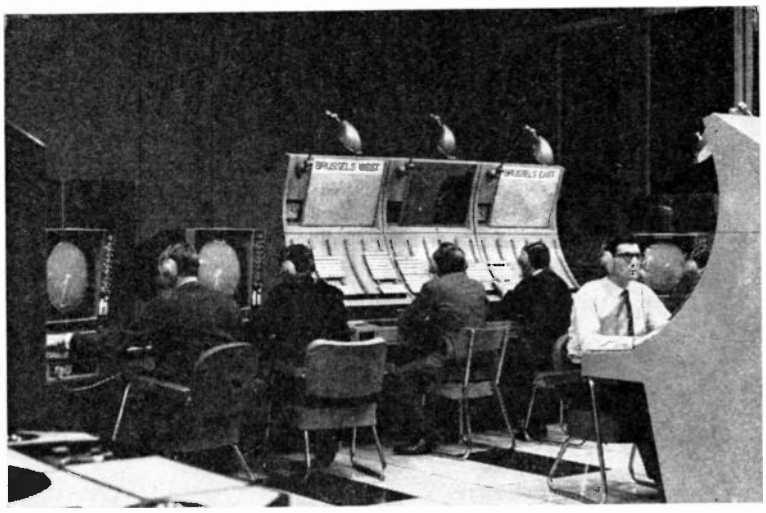
Position de supervision ; deux positions radar montrant des images synthétiques, une position de pilotage.

En bas, à gauche

Position de pilotage Plessey, visualisateur électronique de texte et clavier avec pupitre de télécommunications SAIT.

A droite

Position radar horizontale Plessey montrant une carte électronique « mini-tableau » de données, les boutons de contrôle et le clavier associé.



Ci-contre

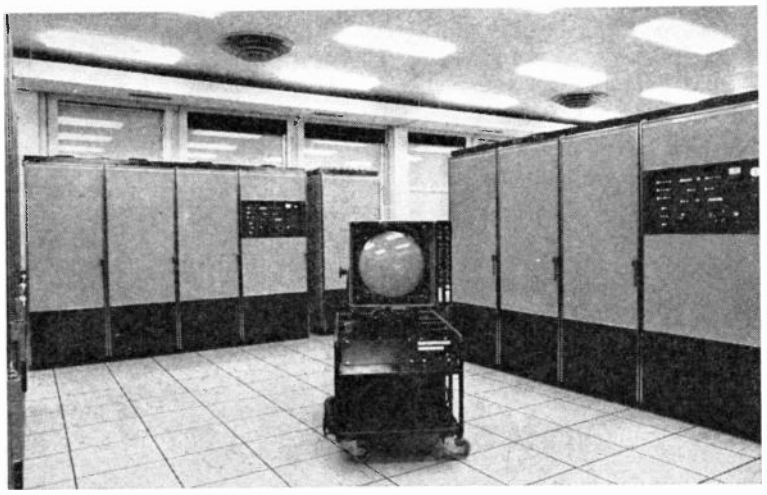
Salle de contrôle. Organisation de la simulation du Centre de Contrôle de l'espace aérien supérieur de Bruxelles.

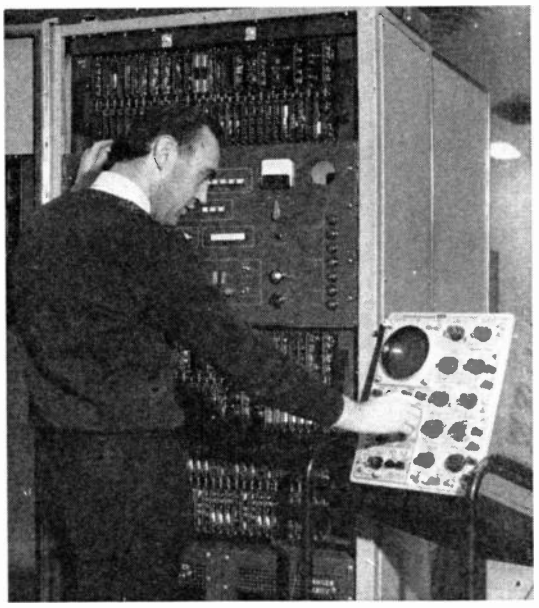
En bas, à gauche

Salle de génération vidéo. Deux simulateurs radar et un générateur d'échos mobiles CSF ; indicateurs de contrôle Plessey.

Ci-dessous

Simulateur radar CSF ; panneaux de contrôle pour le choix des caractéristiques du radar.





Entreprises ayant participé à l'équipement du centre

Le contrat, d'un montant approximatif de 5 000 000 dollars, a été passé par Eurocontrol, auprès d'un Consortium International d'industriels groupant la CSF, PLESSEY RADAR Ltd et TELEFUNKEN A.G. ; il visait la maîtrise d'œuvre, la fabrication et l'installation du matériel.

La CSF a fourni l'ensemble de génération radar (simulateurs, générateurs d'échos fixes et de cartes, générateurs d'échos mobiles), les consoles procédurales et le système de télécommunications (sous-traité à S.A.I.T.).

PLESSEY a fourni l'unité tampon, le générateur d'images, le générateur d'images synthétiques et le générateur de présentation tabulaire, l'unité de visualisation et l'unité d'affichage sur grand écran, les consoles radars et les consoles pilotes.

TELEFUNKEN a fourni le calculateur avec ses unités périphériques et l'ensemble des programmes.

En outre, au sein du Consortium, CSF a été chargée de la maîtrise d'œuvre de l'ensemble du projet, et de l'installation des équipements.

Dans le contrat, les membres du Consortium sont intervenus pour des sommes à peu près égales.

NORMES DES ÉMISSIONS FRANÇAISES DE TÉLÉVISION EN COULEUR

dans les bandes de fréquence comprises entre 470 MHz et 960 MHz (bandes IV et V)

Le décret du 20 janvier 1967 paru au Journal Officiel *du 24 du même mois donne, dans son annexe, les caractéristiques de l'analyse de l'image, du signal vidéo composite et du signal rayonné des émissions françaises de télévision en couleur suivant procédé SECAM ; nous les reproduisons ci-après :*

1. *Caractéristiques principales de l'analyse de l'image.*

Les caractéristiques principales de l'analyse de l'image sont celles du système en noir et blanc à 625 lignes et 50 trames par seconde, désigné par système *L* du C.C.I.R.

2. *Caractéristiques du signal vidéo composite* (à l'entrée de l'émetteur).

2.1. Le signal vidéo composite comprend le signal vidéo de luminance et le signal de chrominance.

Le spectre du signal de chrominance est situé dans les limites du spectre du signal de luminance.

2.2. Le signal de luminance est égal à :

$$E'_Y = 0{,}299\ E'_R + 0{,}587\ E'_V + 0{,}114\ E'_B$$

équation dans laquelle

$$E'_R = E_R^{\frac{1}{\gamma}} \qquad E'_V = E_V^{\frac{1}{\gamma}} \qquad E'_B = E_B^{\frac{1}{\gamma}}$$

E_R, E_V, E_B sont respectivement les signaux vidéo correspondant aux trois couleurs fondamentales Rouge, Vert, Bleu.

γ est l'exposant de la fonction caractéristique de transfert du tube de synthèse. Sa valeur est voisine de 2,2.

Nota. — Dans le cas où le signal de luminance est formé par un tube de prise de vue séparé, il est admis que sa composition diffère de celle indiquée dans le présent paragraphe.

2.3. Les signaux E_R, E_V, E_B, correspondent aux couleurs fondamentales du système de synthèse de coordonnées de la C.I.E. :

Rouge	(R)	$x = 0{,}67$	$y = 0{,}33$;
Vert	(V)	$x = 0{,}21$	$y = 0{,}71$;
Bleu	(B)	$x = 0{,}14$	$y = 0{,}08$.

2.4. Le signal de chrominance est constitué par une sous-porteuse de chrominance, modulée en fréquence par deux signaux de différence de couleur transmis en séquentiel de ligne.

2.5. Les signaux de différence de couleur sont :

Sur une ligne : $D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$

Sur la ligne suivante : $D'_B = 1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$

Nota. — Les coefficients numériques intervenant dans les formules des paragraphes 2.2, 2.3 et 2.5 peuvent faire l'objet de corrections en fonction du choix des futures luminophores du tube de synthèse.

2.6. Lors de la transmission de la chrominance d'une source de couleur blanche correspondant à la source *C* de la C.I.E. ($x = 0{,}310$; $y = 0{,}316$), l'égalité $E_R = E_V = E_B$ est assurée, rendant nuls les signaux de différence de couleur.

2.7. Avant modulation de la sous-porteuse, les signaux de différence de couleur D'_R et D'_B font l'objet d'une correction vidéo-fréquence par un circuit dont le facteur de transmission est exprimé par la formule :

$$A_{VF\,(f)} = \frac{1 + j\frac{f}{f_1}}{1 + j\frac{f}{Kf_1}}$$

dans laquelle $f_1 = 85$ kHz et $K = 3$.

2.8. En l'absence de modulation, c'est-à-dire pour la transmission de la chrominance correspondant à la couleur blanche C.I.E. type *C* ($E_R = E_V = E_B$), ainsi que sur les paliers arrières des signaux de suppression de ligne, la fréquence de la sous-porteuse de chrominance a la valeur nominale suivante :

Sur les lignes en modulation par le signal D'_R :

$$f_{0R} = 282\, f_H \qquad f_{0R} = 4{,}40625 \text{ MHz}$$

Sur les lignes en modulation par le signal D'_B :

$$f_{0B} = 272\, f_H \qquad f_{0B} = 4{,}25000 \text{ MHz},$$

où f_H est la fréquence de balayage de ligne.

2.9. La déviation nominale de fréquence de la porteuse de chrominance correspondant aux niveaux $D'_R = D'_B = 1{,}0$ (en prenant égale à 1,0 l'amplitude noir-blanc du signal de luminance) est égale aux valeurs suivantes :

Pour la modulation de D'_R : 280 kHz ;

Pour la modulation de D'_B : 230 kHz.

La valeur maximale de l'excursion atteinte pendant les crêtes des signaux D'_R et D'_B préaccentués est limitée aux valeurs suivantes :

Pour la modulation par D'_R : + 350 kHz
et — 500 kHz ;

Pour la modulation par D'_B : + 500 kHz
et — 350 kHz

2.10. L'amplitude de la sous-porteuse de chrominance pour la fréquence correspondant au minimum de la courbe de correction haute fréquence (voir paragraphe 2.11) est égale à 0,115 (0,23 crête à crête) en prenant égale à 1,0 l'amplitude noir-blanc du signal de luminance

2.11. Le signal de chrominance modulé en fréquence est soumis à une correction haute fréquence par passage dans un circuit dont le facteur de transmission est exprimé par la formule :

$$A_{HF\,(f)} = \frac{1 + j\,16\,F}{1 + j\,1{,}26\,\mathrm{F}}$$

dans laquelle $\mathrm{F} = \dfrac{f}{f_0} - \dfrac{f_0}{f}$, avec $f_0 = 4{,}28600$ MHz

2.12. Les signaux de synchronisation des couleurs (signaux d'identification des lignes) permettant la mise en phase des commutateurs de l'émetteur et du récepteur sont transmis pendant 9 lignes de la durée de suppression de trame, à savoir sur les lignes 7 à 15 de la première trame et les lignes 320 à 328 de la deuxième trame de l'image.

Ils consistent en des salves de sous-porteuse modulée en fréquence par les signaux suivants, transmis séquentiellement en ligne :

a) D'_R variant linéairement depuis le début de la ligne pendant 15 ± 5 µs de 0 à + 1,25 suivi d'un palier au niveau de + 1,25 ;

b) D'_B variant linéairement depuis le début de la ligne pendant 20 ± 10 µs de 0 à — 1,50 suivi d'un palier au niveau de — 1,50 (en prenant égale à 1,0 l'amplitude noir-blanc du signal de luminance).

Dans les trames 1 et 2, le signal D'_R est transmis sur les lignes paires et le signal D'_B sur les lignes impaires.

Dans les trames 3 et 4, le signal D'_R est transmis sur les lignes impaires et le signal D'_B sur les lignes paires.

2.13. Le signal de chrominance est supprimé :

a) Dans le signal de suppression ligne, depuis le début de ce signal et jusqu'à un instant compris entre 5,4 et 6 µs après le front avant du signal de synchronisation de ligne ; toutefois la limite supérieure pourra être augmentée jusqu'à 8 µs si cela s'avère utile ;

b) Sur le signal de suppression trame, en dehors des périodes de transmission des signaux d'identification des lignes décrits au paragraphes 2.12.

2.14. On admet une modulation d'amplitude complémentaire de la sous-porteuse de chrominance par un signal dépendant du niveau des composantes du signal de luminance qui se trouvent dans la bande de fréquence du signal de chrominance.

Nota. — Les caractéristiques de cette modulation seront précisées ultérieurement.

2.15. Le signal de luminance est transmis avec une bande de fréquence de 6 MHz.

2.16. Les signaux de différence de couleur, outre la correction vidéo fréquence décrite au paragraphe 2.7. sont soumis à une limitation de spectre par un circuit donnant une atténuation de 3 dB à 1,4 MHz et au moins 20 dB sur les fréquences supérieures ou égales à 3 MHz.

2.17. La précision de coïncidence dans le temps des signaux de luminance et de chrominance sera précisée ultérieurement.

2.18. La phase de la sous-porteuse de chrominance non modulée est égale à 0° ou 180° par rapport à la fréquence de référence ou f_{0R} ou f_{0B} indiquée dans le paragraphe 2.8. Le changement de phase de 180° est effectué pendant une ligne toutes les trois lignes et, de plus, pendant une trame toutes les deux trames.

3. *Caractéristiques du signal rayonné.*

Les caractéristiques générales du signal rayonné sont celles utilisées pour la radiodiffusion du système noir et blanc à 625 lignes et 50 trames par seconde, désigné par système *L* du C.C.I.R.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Janvier 1967	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	— 300,6	—	— 299,7	— 300,4	— 0,3	— 0,7
2	— 300,1	—	— 299,4	— 300,3	— 0,3	— 0,6
3	— 300,1	—	— 299,9	—	— 0,2	— 0,6
4	—	—	— 300,0	— 300,6	— 0,2	— 0,5
5	—	— 300,1	— 300,0	— 300,6	— 0,2	— 0,7
6	—	— 300,0	—	— 300,6	— 0,3	— 0,6
7	—	— 300,1	— 300,2	— 300,6	— 0,3	— 0,7
8	—	— 300,0	— 300,2	— 300,6	— 0,5	— 0,9
9	—	— 300,1	— 300,3	— 300,9	— 0,5	— 1,0
10	—	— 300,0	— 300,2	— 300,9	— 0,5	— 0,7
11	—	— 300,3	— 299,7	— 300,9	— 0,4	— 0,7
12	— 300,5	— 300,3	— 300,7	— 300,9	— 0,4	— 0,7
13	— 300,5	— 300,3	— 300,2	— 300,5	— 0,4	— 0,6
14	— 300,5	— 300,3	— 300,4	— 300,5	— 0,4	— 0,7
15	— 300,5	— 300,3	— 300,5	— 300,5	— 0,4	— 0,8
16	— 300,5	— 300,3	— 300,3	— 300,5	— 0,4	— 0,9
17	— 300,5	— 300,3	— 300,0	— 300,0	— 0,5	— 0,8
18	— 300,5	— 300,3	— 299,8	— 300,0	— 0,3	—
19	— 299,7	— 300,3	— 300,4	— 300,1	— 0,2	— 0,7
20	— 299,6	— 300,3	— 300,1	— 300,1	— 0,2	— 0,6
21	— 299,7	— 300,3	— 299,6	— 300,0	— 0,2	— 0,6
22	— 299,7	— 300,0	— 300,1	— 300,0	— 0,2	— 0,7
23	— 299,6	— 300,2	— 300,1	— 300,0	— 0,3	— 0,7
24	— 299,6	— 300,2	— 300,0	— 300,0	— 0,3	— 0,7
25	— 299,6	— 299,8	— 300,2	— 299,9	— 0,3	— 0,7
26	— 299,6	— 299,7	— 300,2	— 299,9	— 0,2	— 0,6
27	— 299,5	— 299,6	— 300,0	— 299,8	— 0,1	— 0,5
28	— 299,5	— 299,6	— 300,5	— 299,8	— 0,1	— 0,5
29	— 299,5	— 299,6	— 301,3	— 299,8	— 0,1	— 0,5
30	— 299,4	—	— 300,4	— 299,2	— 0,2	— 0,4
31	— 299,4	—	—	— 299,2	— 0,2	—

— Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

— Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs_2 du Département « Fréquences » du C.N.E.T.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

RÉÉDITION DU BULLETIN TECHNIQUE « GENERAL RADIO » SUR LES MESURES DES PARAMÈTRES DE TRANSISTORS DE 25 A 1 500 MHz

Le bulletin technique GENERAL RADIO numéro E107 décrit le fonctionnement du pont d'impédance, d'admittance et de fonction de transfert et donne un aperçu de ses nombreuses applications aux circuits dipôles. quadripôles passifs et actifs, et, en particulier aux transistors. L'appareil qui fonctionne en méthode de zéro donne directement, sans calcul, les paramètres *y*, *h* et *z* avec une très bonne précision. Ces paramètres, qui sont universellement employés par les fabricants et les utilisateurs de transistors, ont l'énorme avantage de permettre de représenter le transistor par un circuit équivalent. En complément à la précédente édition, on trouve dans ce bulletin une description des nouveaux supports coaxiaux quatre fils destinés à mesurer les transistors avec des fils de sortie de 5 cm sans qu'il en résulte une modification de leurs caractéristiques. Ce bulletin technique peut être obtenu auprès des Ets RADIOPHON, 148, avenue Malakoff, Paris-16e.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

HYPALON PROTÈGE LES ANTENNES-CORNETS DE LA RADIO ANGLAISE

Sur la nouvelle tour de la General Post Office de Londres, ainsi qu'aux divers relais-radio britanniques, on peut voir des antennes de fabrication GEC, en forme de paraboloïdes. Pour assurer leur protection, l'extrémité libre du dispositif doit être équipée d'une membrane résistant aux intempéries et ne causant aucune distorsion. Une « transparence aux ondes radio » satisfaisante pour cette application est offerte par du tissu polyester enduit de caoutchouc synthétique HYPALON, produit par Du Pont de Nemours

Après de nombreuses recherches, les techniciens de Frankenstein Ltd de Manchester, spécialistes des tissus enduits, ont arrêté leur choix sur un tissu polyester enduit sur les deux faces d' HYPALON correctement formulé. Ce tissu ainsi

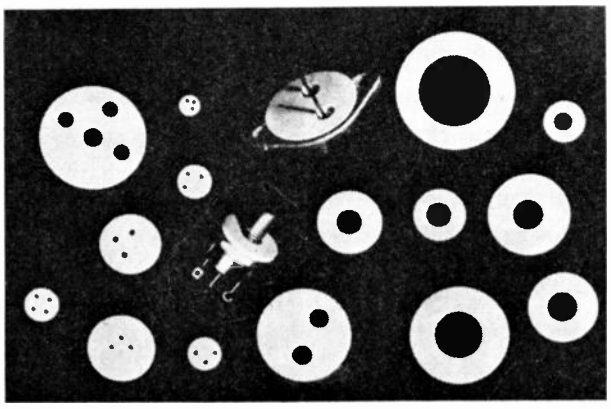
préparé offre des caractéristiques électroniques valables pour cette application. L'excellente résistance de ce caoutchouc aux intempéries donne, de plus, une garantie contre les sévères conditions d'exposition en service.

Toutes les antennes de relais radio des Iles Britanniques — il y en a environ trois à quatre cents — sont munies de ces membranes qui ont donné toute satisfaction depuis six ans. Ces dernières ont 2,40 ou 3,60 m de diamètre et tous les assemblages sont cousus puis protégés par une bande de recouvrement collée. Elles protègent les cornets contre la poussière et l'humidité ; la pression d'air maintenue à l'intérieur réduit les risques de flexion de la membrane.

PLAQUE DE MONTAGE POUR TRANSISTORS, EN NITRURE DE BORE

Différents types de plaques de diverses dimensions pour montage de transistors, produites par UNION CARBIDE CORPORATION, CARBON PRODUCTS DIVISION, sont figurées ci-contre.

Les caractéristiques exceptionnelles du nitrure de bore permettent de monter et d'isoler les semiconducteurs sur le



châssis et, en même temps, d'évacuer dans ce dernier la chaleur qu'ils développent. La résistance thermique du nitrure de bore sec étant d'environ 0,1 °C/W, rend inutile l'utilisation, dans la plupart des cas, de graisses de contact.

Les plaques sont fabriquées en épaisseurs de 0,8 mm et 1,6 mm, elles offrent une bonne résistance mécanique et leur surface est suffisamment molle pour assurer un bon contact thermique avec le châssis.

NOUVELLES DIODES « SCHOTTKY » HEWLETT-PACKARD

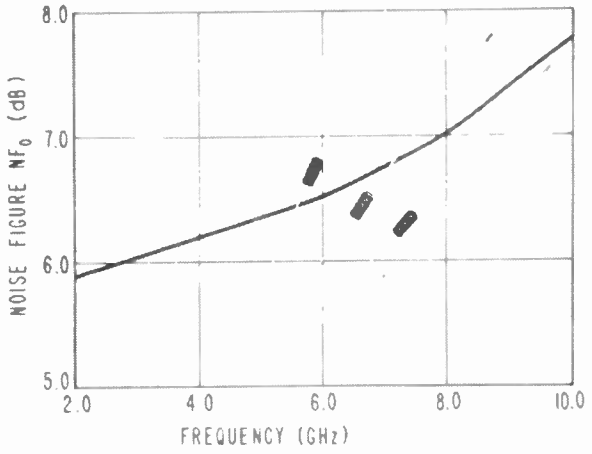
Une nouvelle série de diodes HPA subminiatures à « porteurs chauds » a été spécialement conçue pour l'emploi des mélangeurs-détecteurs à faible bruit, à des fréquences allant jusqu'à 8 GHz et plus.

Ces diodes, de la série 2600, ont des caractéristiques de facteur de bruit optimales de 7,0 à 7,5 dB, avec un oscillateur local délivrant 1 mW à 8 GHz et utilisant un amplificateur MF à 30 MHz et de 1,5 dB de gain.

Les diodes HPA de la série 2600 sont des diodes SCHOTTKY en métal-silicium, optimisées pour l'emploi en mélangeur-détecteur HF depuis les basses fréquences jusqu'à 10 GHz, et principalement conçues pour remplacer les diodes à pointes dans les applications critiques des récepteurs.

Ces diodes HPA se présentent sous forme de capsule de verre mesurant 3,8 mm de longueur sur 1,7 mm de diamètre.

La gamme de température de fonctionnement s'étend de —60 à +125 °C. La puissance moyenne dissipée (à 25 °C)



est de 125 mW. La dissipation de puissance crête (pour une impulsion de 1 µs et un rapport cyclique de 0,001) est de 0,8 W.

Pour plus amples renseignements s'adresser à HEWLETT-PACKARD FRANCE, 150, bd Masséna, Paris 13e.

NOUVELLE FAMILLE DE VARACTEURS MULTIPLICATEURS DE PUISSANCE

La section des semiconducteurs de MICROWAVE ASSOCIATES, produit une nouveauté intéressant, la série MA4960 de varacteurs multiplicateurs de haute puissance. Elle couvre la gamme s'étendant des ultra hautes fréquences à la bande K. La puissance de sortie varie de 30 W pour 100-250 MHz jusqu'à 0.050 W pour 25 GHz.

Ces composants sont des raccords diffusés épitaxiaux en silicone dont le profil de résistivité a été étudié avec soin. Ils sont fournis dans sept boîtes qui diffèrent selon les besoins.

Un exemple caractéristique de la série est le MA4964 qui opère dans la bande de fréquences de 2 à 3 GHz avec les spécifications suivantes :

Puissance de sortie :	5 W
Tension de claquage pour 10 mA min. :	70 V
Capacité de jonction à 1 MHz : 3 pF min, 5 pF max.	
Fréquence de rupture :	50 GHz (— 6 V)
Temps de rupture :	0,5 ns
Résistance thermique :	30 °C/W
Température d'emmagasinage et opérationnelle :	— 65 °C à + 175 °C.

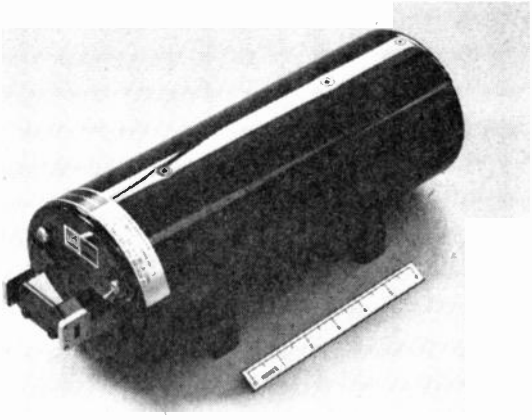
Ces varacteurs ont une haute fiabilité et un rendement élevé de multiplication dans les systèmes radar de communications par semiconducteurs, et en télémétrie.

Pour des informations plus détaillées s'adresser directement à : MICROWAVE ASSOCIATES, Hyde House, the Hyde, Edgware Road, London, NW9.

AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT WATKINS JOHNSON

L'amplificateur à T.O.P. modèle WJ 393, fabriqué par WATKINS JOHNSON, vient rallonger la liste d'amplificateurs à faible bruit et à alimentation intégrée, déjà commercialisés.

Cet amplificateur présente un facteur de bruit caractéristique de 11 dB dans la bande de fréquence 18 à 26,5 GHz. Sa puissance de sortie saturée est de 1 mW minimum, son gain est de 25 dB minimum. L'amplificateur



modèle WJ 393 se branche directement sur secteur 115 V. Sa consommation est de 20 W. L'aimant permanent est magnétiquement blindé, ce qui fait que l'amplificateur peut être placé à proximité d'autres aimants ou de matériaux ferro-magnétiques.

Comme tous les amplificateurs Watkins Johnson, celui-ci est également couvert par une garantie de 3 500 h.

Représentant : COMSATEC, 134, avenue de Malakoff, Paris-16e.

DÉPHASEURS 360° POUR LES GAMMES DE FRÉQUENCE DE 18 A 140 GHz

Les déphaseurs de 0° à 360° DE MORNAY BONARDI, modèle DB 910 pour les gammes de fréquence de 18 à 140 GHz sont des appareils de précision qui possèdent un taux d'ondes stationnaires inférieur à 1.20 et une perte par insertion caractéristique inférieure à 1.25 dB à 360°. Précision ± 1.8 à ± 3° suivant les gammes.

La résolution optimale est obtenue par un obturateur précis en mica, commandé par un micromètre. L'absence de tout système d'engrenage évite le jeu mécanique. La précision de lecture du micromètre atteint 25 μ et la disposition judicieuse de son cadran permet une grande facilité d'emploi. Une courbe d'étalonnage est fournie avec chaque appareil.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à MEGEX, 105, quai Branly, Paris-15e.

NOUVEAU TUBE DOUBLE PRÉ-TR/TR

Un nouveau tube double pré-TR/TR vient d'être développé pour utilisation entre coupleurs hybrides courts à fente dans la dimension de guide d'ondes WR62.

Le tube MA3248-1 opère dans une gamme de fréquences de 15.5 à 17.5 GHz et fonctionne à une puissance de crête maximale de 125 kW avec un temps de déionisation de 5 μs. Cette unité combinée donne un temps de déionisation minimal pour une protection maximale du récepteur avec contrôle de phase continu dans les limites de ± 3°.

Ses applications comprennent les circuits duplexeurs à haute puissance de bande large, bande Ku, pour radars monopulsés.

Pour détails supplémentaires s'adresser à : MICROWAVE ASSOCIATES, Hyde House, the Hyde, Edgware Road, London, NW9.

NOUVELLES RÉSISTANCES A COUCHE MÉTALLIQUE

Grâce à la miniaturisation de ses anciens modèles A/3 de résistances à couche métallique, la Société RADIAC, 206, rue Lafayette, Paris-10e, tél. 607.35.00 a rendu industrielle la production de résistances de haute valeur OHMIC.

Le modèle A/7 est, à l'heure actuelle, le plus petit modèle au monde capable d'atteindre 10^{13} Ω dans un si faible volume. (Longueur 3.5 cm - diamètre 5 mm).

Rappelons que la Sté RADIAC fabrique des résistances bobinées, à couche de carbone et à couche métallique, ainsi que des potentiomètres.

UNE NOUVELLE THERMISTANCE RÉALISÉE A PARTIR DE DIAMANT SYNTHÉTIQUE

Couvrant une très importante gamme de températures : de — 20 °C à + 650 °C, ce nouveau type de thermistance est réalisé par GENERAL ELECTRIC Cy (USA) à partir d'une parcelle de diamant synthétique.

Ce nouvel élément thermo-sensible peut donc être réalisé aussi bien pour mesurer des températures correspondant à la liquéfaction de certains gaz que pour déterminer le point thermique auquel certains métaux rougissent.

Cette thermistance comporte une minuscule pastille de diamant synthétique semiconducteur, sur les faces de laquelle sont appliqués deux conducteurs maintenus par un enrobage de verre faisant office d'ampoule de protection. Lorsque la température de cette pastille augmente ou diminue, la résistance électrique du diamant diminue ou augmente suivant une loi déterminée.

Les essais ont démontré que cette thermistance présentait une très grande stabilité et une remarquable constance dans les caractéristiques. De plus, la parcelle de diamant étant très petite et présentant une forte conductivité thermique, permet une réponse rapide aux variations de température.

La forme de cette thermistance et sa taille réduite facilitent son utilisation dans les sondes et tous les équipements de mesure et de contrôle de la température. De plus, elle peut être placée dans tous les fluides sans aucun inconvénient.

Ce nouveau composant qui sera commercialisé dans le courant de l'année 1967, trouvera donc de nombreuses applications pour les équipements de mesure ou de contrôle, que ce soit dans les domaines aéro-spatiaux ou industriels.

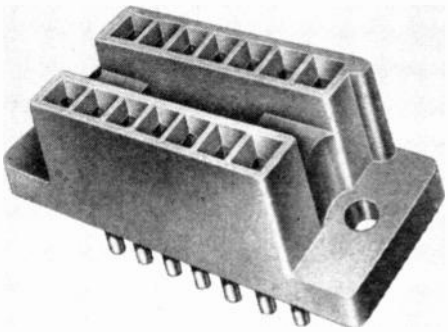
Les diamants naturels présentant des propriétés semiconductrices étant très rares, la GENERAL ELECTRIC Cy a fait d'importantes recherches et a mis au point un diamant industriel en 1955, en partant du graphite.

La semiconductivité est obtenue en diffusant dans le diamant, en présence de fortes pressions et de températures élevées, des particules de bore et d'aluminium. On obtient ainsi un diamant semiconducteur du type P.

NOUVEAUX SUPPORTS BARNES POUR CIRCUITS INTÉGRÉS

BARNES Development Cy annonce la sortie d'une nouvelle série de supports MGL pour essais rapides de circuits intégrés : contrôle de vieillissement, durée de vie, etc.

Elle pourra être utilisée pour des circuits intégrés à 14 ou 16 sorties avec un espacement de 0,100″, elle peut également être montée sur châssis et circuit imprimés.



Ces supports sont compacts et ont les dimensions hors tout 1/4″, 1/2″, 3/4″ de longueur et avec flasques longueur 1-1/16″. Le diélectrique est en polysulfone pour fonctionnement en service continu de — 65° à + 150° C.

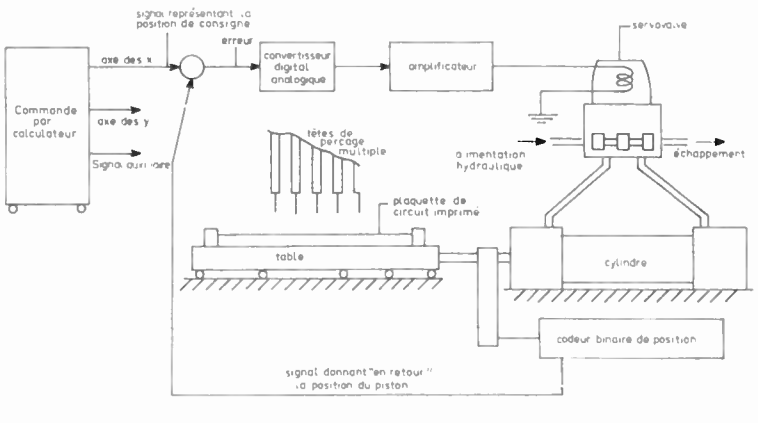
Les contacts de grande précision sont en cuivre beryllium avec des ressorts étalonnés, nikelés et recouverts d'or dur. Durée de vie moyenne : 20 000 insertions.

Représentant : SPETELEC, 12, rue Le Chatelier, Paris-17e.

DES SERVOVALVES ÉLECTROHYDRAULIQUES POSITIONNENT DES PLAQUETTES DE CIRCUITS IMPRIMÉS POUR Y PERCER 4 000 TROUS PAR MINUTE

Un positionnement précis de plaquettes de circuits imprimés pour y exécuter 4 000 perçages par minute est obtenu grâce à deux servovalves électrohydrauliques.

Ces servovalves Moog, modèle 31-185, commandent deux cylindres hydrauliques qui positionnent les plaquettes sur les axes X et Y au-dessous des têtes multiples d'une perceuse à haute cadence de travail. On obtient sur chaque axe une précision de positionnement de $\pm$ 50 μ au moyen de codeurs binaires de la position linéaire, situés parallèlement à chacun des deux cylindres. Les signaux émis par ces codeurs sont utilisés en retour et comparés aux signaux de consigne fournis par un calculateur de commande ; toute différence (erreur) est amplifiée après conversion numérique/analogique pour donner un signal correcteur à la servovalve.



On a enregistré des accélérations et des décélérations de 10 g sur la masse de 6 kg représentée par l'ensemble de la plaquette, de la table et du dispositif de serrage. Un changement de position de 3 mm absorbe une force de 50 ms environ, dont 25 pour l'opération de détente. La commande électrohydraulique est la seule à être capable d'effectuer un positionnement aussi rapide.

La course totale de chaque cylindre est de 127 mm. En service normal, les déplacements se font par pas de 3 mm. Chaque cylindre a un alésage de 25,4 mm et les doubles tiges de piston ont 19 mm de diamètre.

Les codeurs binaires utilisés pour la rétroaction divisent chaque unité de parcours en un grand nombre de fractions et sont « lus » par des moyens photoélectriques. Si le signal en retour ne coïncide pas avec le signal de consigne à un instant donné, la servovalve s'ouvre quasi instantanément pour rectifier l'erreur. L'amplification ou « gain » du système est réglée de telle sorte que l'ouverture de la servovalve est totale pour une erreur qui atteint ou dépasse 6 mm.

Aux servocommandes Moog, au mécanisme de détente et au dispositif de serrage, l'alimentation fournit de l'huile filtrée à température contrôlée, dont la pression est réglée à 50-60 kp/cm² et dont le débit minimal (4 l/mn) permet un déplacement simultané sur les deux axes.

MOOG assure, du siège de la société, Hans-Klemm-Strasse 17, 7030, Böblingen, Allemagne, la distribution et le service après-vente de ses servovalves.

SOUS-ENSEMBLES POUR TÉLÉVISION EN COULEURS PRÉSENTÉS PAR RADIOTECHNIQUE COPRIM R.T.C.

Le système définitif de télévision en couleur adopté par la France et certains autres pays étrangers étant maintenant bien défini et la date de mise en exploitation des premiers émetteurs étant également connue, on conçoit que le délai donné à l'industrie pour faire face à ces nouveaux besoins est extrêmement court.

LA RADIOTECHNIQUE COPRIM RTC n'avait pas attendu ces données pour travailler à fond les techniques de base et les meilleures solutions de leur application pour la TV couleur.

Depuis un an, elle avait spécialisé une équipe d'experts, pour accélérer les travaux en cours et pouvoir présenter aux fabricants de téléviseurs des solutions soulignant la maturité des connaissances acquises, tant par leur originalité que par les performances techniques et économiques qu'elles permettent d'obtenir.

LA RADIOTECHNIQUE est, dès maintenant, à même de proposer un ensemble complet et homogène de Composants et de Sous-Ensembles pour la télévision en couleur, bi-standard, fonctionnant suivant les systèmes SECAM et PAL.

La conception des circuits d'utilisation y est étudiée pour le fonctionnement d'un transformateur de balayage lignes avec THT intégrée, à partir d'une alimentation + 300 V et déviation stabilisée par résistance VDR.

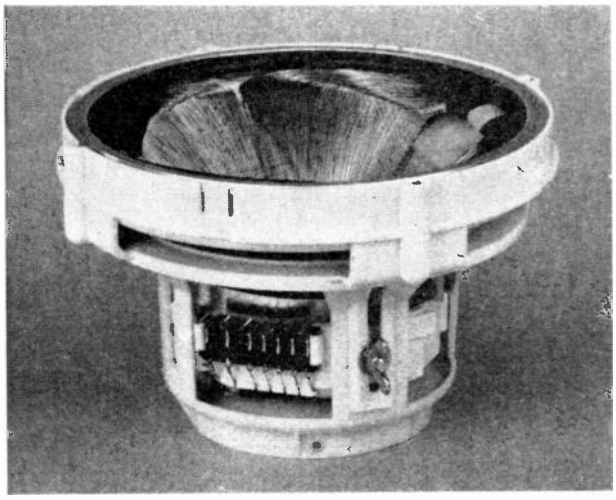
Un des aspects particuliers des circuits de déviation réside dans le fait que la correction de coussin verticale et horizontale est réalisée par un transducteur de dimensions réduites.

La commutation des circuits de balayage et de convergence est réalisée par un groupe de relais commandés automatiquement à partir des circuits de synchronisation.

Le jeu de sous-ensembles se compose des pièces suivantes pour une exécution bi-standard :

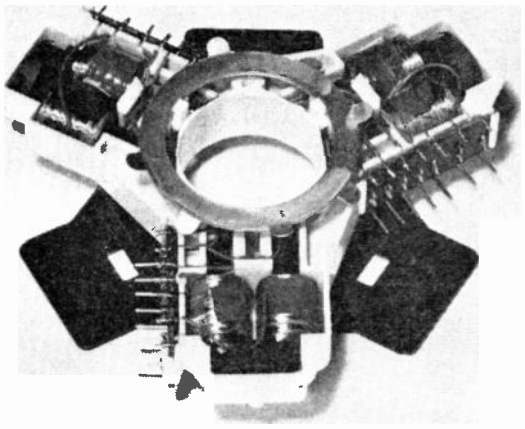
A) *Unité de déviation AT. 1022/02 pour tube trichrome A 63-11X-90°.*

Bobines lignes et image déplaçables axialement pour obtenir le centre de déviation correct. (fig. 1).



B) *Unités de convergence*

Radiale : AT 1023/01 qui se monte sur le déviateur . réglages statique et dynamique pour chaque faisceau. (fig. 2).



Latérale AT 1025/01 pour réglages statique et dynamique.

C) *Transformateur de balayage lignes et THT AT* 2050/02.

Utilisé pour le balayage ligne bi-standard et l'alimentation THT du tube trichrome à partir d'une alimentation HT + 300 V en 625 lignes et + 330 V en 819 lignes (réception des émissions noir et blanc).

Stabilisation de la source THT par triode ED 500 — Etage puissance ligne avec EL 505 — Diode THT GY 501 — Diode récupératrice d'énergie EY 500.

D) *Transformateur de sortie image* 4311.080.00020.

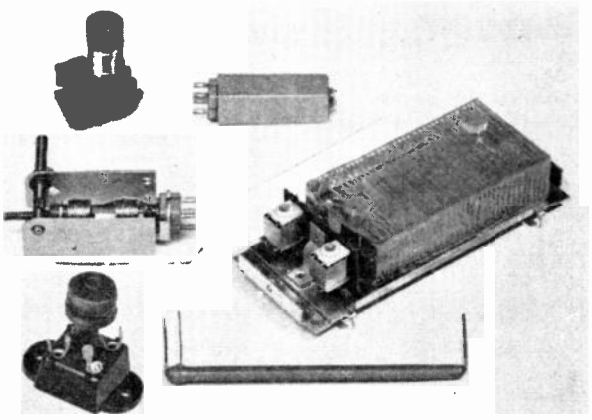
Adapté pour l'utilisation en haute impédance des bobines de l'unité de déviation AT 1022/02. Il est commandé par un circuit « Fantastron-intérateur de Miller ».

E) *Transducteur pour correction de coussin.*

Composant nécessaire pour compenser la distorsion en forme de coussin ; il agit par *correction électrique* permettant de conserver une pureté correcte des couleurs en réduisant la distorsion à moins de 1 %.

F) *Bobines de correction.*

Utilisées pour mettre en forme les courants nécessaires aux convergences dynamiques (fig. 3).



4 × *AT* 4040/11 : balance des corrections des faisceaux *V* et *R* et réglage d'amplitude pour le faisceau *B*.

2 × *AT* 4040/12 : amplitude des corrections pour les faisceaux *V* et *R*.

2 × *AT* 4040/13 : couplage additionnel entre *R*, *V*, et *B*.

2 × *AT* 4040/14 : correction additionnelle du Bleu par superposition d'harmonique 2.

AT 4040/15 : réglage de la correction de coussin en liaison avec le transducteur.

AT 4040/16 : bobine shunt cadrage horizontal (photo 5).

AT 4040/17 : bobine d'équilibrage des courants de déviation dans les bobinages lignes.

AT 4042/02 : réglage de la linéarité horizontale.

G) *Lignes à retard* pour la *luminance*, ligne à retard à constantes réparties, et pour la *chrominance* 8222.290. 21131, réalisée en verre et destinée aux circuits de décodage des récepteurs de télévision en couleur utilisant les systèmes de modulations SECAM ou PAL (fig. 3).

En parallèle avec ce très important effort technique, RTC a procédé à des investissements considérables. Parmi ceux-ci, figurent l'implantation à Dreux d'une première chaîne de production en grande série de tubes images couleur « Shadow Mask ».

Dans ses autres usines de Composants et de Sous-Ensembles tout a été prévu par LA RADIOTECHNIQUE pour des productions de série dès le début de l'année 1967 pour répondre, non seulement aux besoins de la clientèle française, mais également à l'exportation.

NOUVEAUTÉS SEIEM

1°) *Alimentations stabilisées.*

La SEIEM, 45, rue Polonceau, Paris-18e, présente une gamme complète d'alimentation stabilisées particulièrement robustes conçues plus spécialement en vue d'utilisations industrielles.

Cette gamme comprend 15 modèles présentés sous la forme de rack standard 19" ou sur châssis pour incorporation dans une armoire.

Ces alimentations stabilisées couvrent les plages de tension 0-30 V, 0-50 V, 0-100 V, 0-300 V, 0-600 V et 0-1100 V, les intensités pouvant aller jusqu'à 10 A (modèle 3-30 V).

Ces appareils bénéficient d'une grande facilité d'emploi (variation en une seule gamme de la tension de sortie) tout en ayant un coefficient de température et une ondulation très faibles permettant leur utilisation dans la majorité des applications.

2°) *Equipements photo-électriques.*

Deux types de relais sont disponibles : le modèle standard dont la portée peut atteindre 27 m ; le modèle modulé dont la portée peut atteindre 170 m. Ces relais sont

montés dans des boîtiers étanches particulièrement robustes pour installations à l'intérieur ou à l'extérieur. Alimentation 110, 220, 380 ou 440 V.

Afin de résoudre tous les problèmes de détection par cellule photo-électrique qui peuvent se poser, ces relais peuvent être actionnés par une très grande variété de projecteurs et récepteurs et en particulier par un projecteur et un récepteur à refroidissement par circuit d'eau étudié tout spécialement pour les applications à températures très élevées.

Les projecteurs sont généralement équipés avec ensemble optique de focalisation réglable et peuvent tous recevoir des filtres infrarouges.

3° *Transmetteurs de précision A.E.I.*

Les selsyns sont des machines à synchronisation automatique spécialement conçues pour la répétition à distance. Lorsqu'un selsyn transmetteur et un selsyn récepteur sont interconnectés, toute rotation de l'arbre du transmetteur sera répétée par l'arbre du récepteur. La rotation peut être uni ou bidirectionnelle et peut se faire sur quelques degrés ou sur un certain nombre de tours. La vitesse de rotation peut aller jusqu'à 2 000 tr/mn. La transmission peut se faire sur des distances de plusieurs centaines de mètres. Il n'y a pas de limitation au nombre de récepteurs connectés à un même transmetteur, mais sa puissance devra être choisie en conséquence.

Ces selsyns sont des machines bipolaires monophasées, le bobinage statorique secondaire étant du type triphasé réparti 50 V. Ils peuvent indifféremment jouer le rôle de transmetteur ou de récepteur.

Les selsyns de précision sont très largement utilisés pour les systèmes d'indication à distance, tels que répétiteurs d'ordres dans les salles de machines, indicateurs de position de valves, contrôle de chaudières, indicateurs de débit, de niveau et fonctionnement à distance de compteurs numériques, etc.

Lorsqu'un selsyn actionne simplement l'aiguille d'un répétiteur, le décalage angulaire transmetteur/récepteur est inférieur à 1° sur toute l'échelle. Dans ce type d'application, l'aiguille doit être montée directement sur l'arbre du selsyn répétiteur.

Les transmetteurs de précision se font en trois types de consommation 15, 60 et 300 VA respectivement.

Un selsyn différentiel ayant deux bobinages triphasés peut être inséré entre les secondaires de deux transmetteurs. Ce selsyn indiquera alors directement la différence angulaire ou la différence de vitesse de rotation entre les transmetteurs.

MINUTERIES ET RELAIS TEMPORISÉS NUMÉRIQUES GOETZ

1° *Minuteries numériques de précision*

Ces minuteries ont été développées à partir des compteurs d'impulsions GOETZ et elles possèdent les mêmes dimensions que ces derniers.

En branchant ces appareils sur le réseau alternatif de 50 Hz, ils permettent, à l'aide d'une démultiplication interne et d'un redresseur, de compter les centièmes, dixièmes et secondes entières.

Les chiffres marquant les fractions de seconde sont en rouge et ceux indiquant les secondes entières sont en blanc.

La remise à zéro peut être électrique ou manuelle par touche.

Etendue de mesure EZ 14 = 999,9 s.
EZ 16 = 99999,9 s.
ou 9999,99 s.

Tension d'alimentation : 24 et 220 ± 10 % 50 Hz.

2° *Relais temporisés universels à réglage numérique*

Ces relais temporisés possèdent également les mêmes dimensions que les compteurs d'impulsions de ce constructeur. La fabrication repose sur les mêmes principes que les minuteries décrites ci-dessus.

La présélection de la temporisation peut être effectuée pour des temps allant jusqu'à 9999,9 s. avec une précision de 0,1 s.

Cet appareil peut être livré avec repositionnement électrique ou manuel par touche.

Etendue de mesure 9999,9 s.

Précision 0,1 s.

Tension 24 et 220 V ± 10 % 50 Hz.

Déclenchement : contact inverseur.

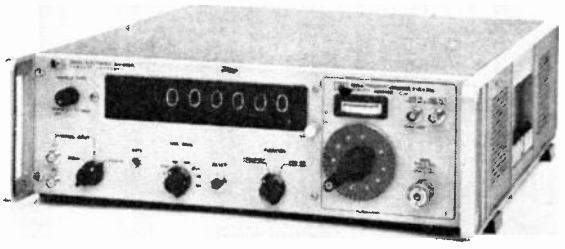
Etablissements Robert GOETZ et Cie, 85, rue du Château-Zu-Rhein, 68-Mulhouse-Dornach.

Représentant pour la région parisienne : Ets V.A.S., 8, rue Albert-Joly, 78-Versailles. Tél. 951.37.20.

UN COMPTEUR ÉLECTRONIQUE 50 MHz ÉCONOMIQUE HEWLETT PACKARD

Un nouveau compteur électronique offre grâce à un grand choix de tiroirs, la possibilité de mesure dans une gamme de fréquence étendue ; avantage que possèdent seulement les compteurs de prix élevé qui ont cependant certains raffinements supplémentaires.

Le compteur proprement dit a une cadence de comptage maximale de 50 MHz qui peut être étendue, grâce à un ensemble de tiroirs convertisseurs hétérodynes HP lui permettant des mesures précises de fréquence jusqu'à 12,4 GHz avec une résolution de 1 Hz. Bien qu'économique, ce nouveau compteur possède une gamme complète de temps d'ouverture de porte commutables de 1 µs à 1 s.



Le nouveau compteur HP modèle 5246L peut recevoir tous les tiroirs conçus pour le compteur 50 MHz HP modèle 5245L bien connu. Il peut effectuer des mesures directes de fréquence jusqu'à 350 MHz à l'aide du tiroir à présélection, fonctionner avec une sensibilité de 1 mV grâce au tiroir préamplificateur (la sensibilité du compteur proprement dit est de 100 mV), peut normaliser la lecture à l'aide du tiroir compteur préréglé ou mesurer des intervalles de temps allant de 1 µs à 10^6 s et effectuer des mesures numériques de tension jusqu'à 1 000 V à l'aide de deux autres tiroirs.

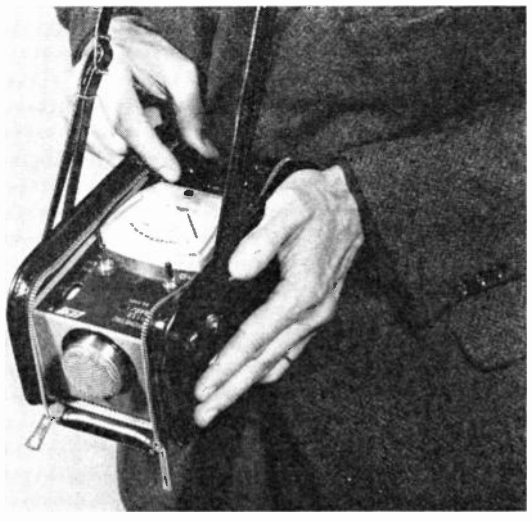
La lecture du compteur se fait par six chiffres, mais pour accroître la résolution, on peut, sur option, y ajouter un 7e et même un 8e chiffre au moment de l'achat ou après. La précision nominale de l'instrument est déter-

minée par l'oscillateur fournissant la base de temps dont la stabilité en fonction du vieillissement est meilleure que $\pm 2 \times 10^{-7}$ par mois.

L'impédance d'entrée de l'amplificateur muni de deux transistors à effet de champ est de 1 M Ω shuntés par 25 pF pour tous les niveaux de signaux jusqu'à 1 V indépendemment de la fréquence jusqu'à 50 MHz. Grâce à l'impédance d'entrée élevée et constante, on peut être assuré d'un faible TOS lorsque l'entrée est reliée à une ligne de transmission fermée ; si on désire atténuer la tension d'entrée ou posséder une impédance d'entrée de 10 M Ω/10 pF, il suffit d'utiliser une sonde d'oscilloscope.

SONOMÈTRE L.E.A.

Cet appareil, d'un encombrement très réduit, représente dans son principe une oreille humaine artificielle. Il est destiné à la mesure objective d'un niveau d'un son ou d'un bruit complexe, à partir d'un niveau près du seuil d'audibilité jusqu'à un niveau au-delà du seuil de la douleur.



Dans le domaine des machines de tous genres, la mesure objective des bruits est d'une grande importance non seulement du point de vue gêne, mais aussi précision de fonctionnement et contrôle de l'usure.

Le Sonomètre sert aussi bien à l'étude des machines nouvelles qu'à la surveillance des machines en service : tout bruit acoustique et toute vibration mécanique sont le signe extérieur d'une irrégularité susceptible de produire une diminution de la précision ou une augmentation de l'usure de la machine.

Le Sonomètre est utilisé également pour la mesure des bruits dans les locaux d'habitation et dans les usines, dans les wagons de chemin de fer, les avions et les automobiles.

Le Sonomètre contrôle les bruits des ventilateurs, des avertisseurs, des sirènes et en général de tout moteur en rotation.

En outre, il sert à mesurer l'isolement acoustique et à explorer les champs sonores, soit à l'air libre, soit dans les salles.

Le Sonomètre de précision L.E.A. entièrement autonome, alimenté par piles, est entièrement équipé de transistors. Sa forme, son faible poids, son microphone incorporé et son grand instrument de mesure permettent de faire des mesures en tenant le Sonomètre à bout de bras.

Plage de mesure : 24 à 140 dB (0 dB = 2×10^{-5} N/m² à 1000 Hz).

Filtres intérieurs : Filtre 40 dB (*A*) ; filtre 70 dB (*B*) ; filtre 90 dB (*C*) ; linéaire.

Filtres extérieurs : 2 prises sont prévues pour le branchement d'un filtre extérieur (impédance 600 Ω).

Microphone : Microphone de mesure électrodynamique de précision, incorporé à l'appareil. Possibilité d'utiliser le microphone hors du Sonomètre, avec un prolongateur (jusqu'à 50 m), d'utiliser plusieurs microphones avec un commutateur, de remplacer le microphone par un capteur de vibrations électrodynamique à basse impédance, de n'importe quelle marque.

Sorties : Prise analyseur ou oscilloscope (1000 Ω, 0,16 V). Prise casque (2000 Ω, 0,16 V).

Présentation : H. :10 ; L. : 10 ; P. : 22 Cm. Poids : 1,5 kg.

NOUVEAUTÉS EN INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE PRÉSENTÉES PAR LA RADIOTECHNIQUE A LA SESSION D'ÉTUDES DE LYON

Au cours de la session d'études sur les méthodes d'identification des particules nucléaires qui s'est tenue à Lyon du 19 au 21 janvier 1967, LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. a présenté ses réalisations les plus récentes en composants pour l'instrumentation nucléaire. On a pu remarquer, en particulier, les photomultiplicateurs 56 DVP de très faible bruit et XP 1210 de temps de montée extrêmement bref, le PM400 spécialement conçu pour être embarqué à bord de fusées ou de satellites, et les détecteurs semiconducteurs de localisation de particules.

De plus, un détecteur au germanium de quelques cm3 de volume a été présenté en fonctionnement dans le cryostat coudé CRY 156 spécialement réalisé pour maintenir ce détecteur à la température de — 180 °C pendant plus de dix jours. Les physiciens ont mis à profit la présence de ce dispositif de hautes performances en spectrométrie gamma pour tracer les spectres de radioéléments à vie très courte qui venaient d'être irradiés à l'accélérateur Van de Graaff.

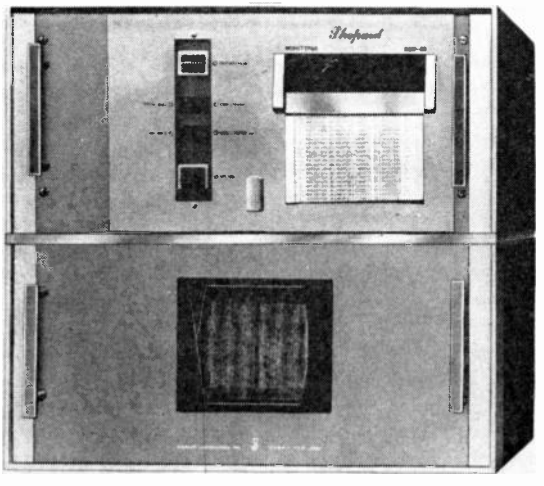
IMPRIMANTES RAPIDES SHEPARD TYPE MINITYPER POUR CALCULATEURS ET INSCRIPTION D'INFORMATION

Les imprimantes présentées par SHEPARD sont le fruit de 15 années d'expérience qui permettent de garantir une grande fiabilité ont déterminé le choix de la N.A.S.A. et de l'Armée américaine.

Elles sont, de plus, paraît-il, d'un prix très raisonnable.

Chaque position d'impression est équipée d'une roue à caractères.

Le nombre de colonnes peut être augmenté en ajoutant les roues à caractères et les éléments d'impression correspondants.



Les marteaux SHEPARD permettent le contrôle de la force de frappe de façon à éviter les risques de perforation du papier et l'usure, même en cas d'absence de ruban ou de papier.

Les électro-aimants de commande des marteaux sont conçus de telle sorte qu'ils éliminent les frottements et l'usure des pivots. La consommation électrique et les vibrations mécaniques sont réduites.

L'alimentation en papier est réalisée par un mécanisme distributeur qui permet l'avance du papier correspondant à un interligne entre chaque cycle d'impression (environ 5 ms.).

Parmi les applications possibles, on peut citer :

— Sortie de convertisseurs analogiques numériques (tension, courants, fréquence).
— Sortie de Compteurs BCD.
— Impression de télémesures.
— Sortie de mémoire à registre (calculateur).

Caractéristiques :

Vitesse : 20 lignes par seconde (en alphanumérique) ; 40 lignes par seconde (en numérique).

Nombre de colonnes : 1 à 48 caractères par ligne.

Encombrement : Boîtier sur table ou rack 48 cm.

Fonctionnement : Synchrone ou asynchrone.

Logique d'entrée : Accepte des codes jusqu'à 6 bits binaires.

Electronique : Transistoriée, alimentation incorporée.

Options : Mise en évidence du point décimal, suppression du zéro, codes d'entrée mélangés, nombre de colonnes pouvant être rendu à 48, vitesse d'impression excédant 40 lignes par seconde, construction du type militaire pour essais d'environnement extrêmes.

Autres modèles. — Impression en sortie de mémoire de calculateur, tambour, ligne à retard, mémoire à tores, ruban perforé ou magnétique, impression sortie à partir de réseaux de télécommunications, Dictaphone, etc.

Les Laboratoires SHEPARD fabriquent aussi des imprimantes jusqu'à 200 colonnes, des imprimantes sur ruban à bas prix, enregistreurs incrémentaux sur bandes magnétiques et systèmes de transmission d'informations sur lignes téléphoniques.

Représentant pour la France : SEUROLEC, SOCIÉTÉ EUROPÉENNE D'ELECTRONIQUE, 39-41, rue de l'Est, 92-Boulogne-Billancourt. Tél. 408.38.60.

NOUVEAU RADIOTÉLÉPHONE 100 % TRANSISTORISÉ

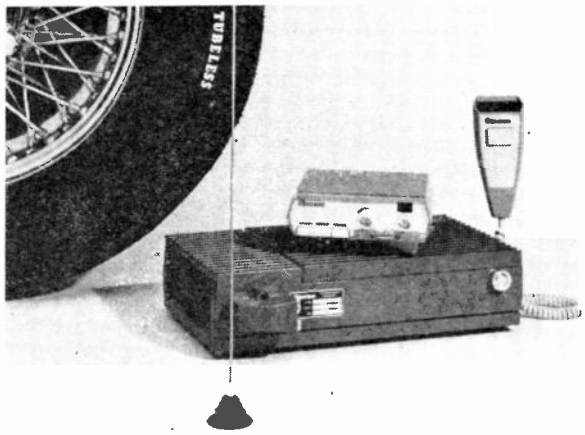
Le Stornophone 600 est un radiotéléphone mobile VHF et UHF/FM fonctionnant sur bandes des 80, 160 et 460 MHz. Les versions 80 et 160 MHz délivrent 10 W antenne et la version 460 MHz, 6 W.

Il peut avoir un maximum de 12 canaux pilotés chacun par un oscillateur à quartz sous forme de module enfichable. Le nombre de canaux équipés à l'origine peut être étendu à 12 par simple mise en place de modules oscillateurs supplémentaires pré-réglés à la fréquence désirée. Aucun réalignement des circuits n'est nécessaire.

La boîte de commande, avec haut-parleur incorporé, est fixée au tableau de bord, ainsi que le microphone.

Le bloc émetteur-récepteur est placé à un endroit où il ne gêne pas : dans la malle ou sous un siège.

Conçu pour l'équipement des véhicules automobiles, le Stornophone 600 est commutable en 6, 12 et 24 V. Il est protégé efficacement contre les effets d'un renversement fortuit de polarité ou d'un raccordement à une mauvaise tension. Sa consommation en courant est de l'ordre de 0,25 A sous 12 V, c'est-à-dire inférieure à celle d'une ampoule de feux de position.

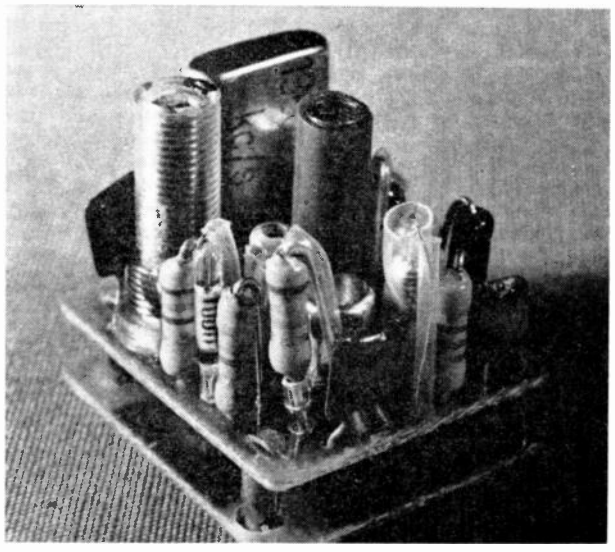


La tension d'alimentation est régulée et maintient constante la puissance de sortie antenne et les niveaux BF, même si le voltage de la batterie varie de ±20 %.

La sensibilité de son récepteur (0,3 μV) procure une amélioration de 4 dB par rapport aux modèles précédents.

Le Stornophone 600 quoique conçu pour des utilisations civiles, égale en performances les appareils construits pour des besoins militaires. Il a subi avec succès les essais très sévères prescrits par les normes DEF 133 (anciennement K 114) ; les spécifications annoncées n'ont été affectées ni par des différences de température ou d'humidité ni par les chocs mécaniques auxquels les appareils sont soumis durant ces essais.

Le Stornophone 600 est commandé à distance. Les dispositifs d'appel sélectif ou d'identification du véhicule par tonalités musicales, sont contenus dans la boîte de commande qui est si compacte qu'elle peut toujours être montée à portée de la main de l'utilisateur. Le haut-parleur peut être installé soit directement sous la boîte de commande, soit séparément.



Module oscillateur pilote du radiotéléphone Storno ; stabilisé par quartz, il ne mesure que 19 mm de hauteur.

Le Stornophone 600 est homologué en Grande-Bretagne, France, Allemagne Fédérale, Hollande, Suisse, Autriche, Finlande, Suède et Danemark.

Constructeur STORNO, Ved Amagerbanen 21, Copenhague S . Danemark.

UN ÉCRAN MOBILE POUR LA MESURE DE LA RADIOACTIVITÉ DU CORPS HUMAIN

Un écran mobile pouvant couvrir le corps tout entier permet de mesurer la radioactivité de l'organisme humain, de déceler des maladies telles que certaines formes de cancer, l'anémie et les affections osseuses. Il peut aussi servir à étudier l'efficacité d'un traitement lorsqu'on a introduit dans l'organisme des substances comme un radio-isotope.

Le malade est couché ou assis sur un lit à moteur qui passe sous l'appareil détecteur. Une fois que tout le corps a été exploré, des indications apparaissent au bout de quelques secondes, imprimées par une machine à écrire électrique faisant partie de l'appareil. Les indications peuvent aussi être perforées sur ruban pour être analysées ensuite par un calculateur.

Le groupe mobile peut s'employer dans presque toutes les salles d'hôpital ; il fonctionnera sur un robuste châssis standard actionné soit par sa propre génératrice, soit par le réseau.

Un tel groupe est installé sur une remorque, pour visiter les hôpitaux des principales villes d'Ecosse.

L'appareil, appelé MERLIN (Monitoring Equipment for Radioactivity at Low Levles in Vivo) a été imaginé et construit au Centre Ecossais de Recherches sur les Réacteurs d'East Kilbridge, Glasgow, Ecosse.

COMMUNIQUÉS

COURS

COURS SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

L'Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des Entreprises Industrielles (A.P.C.E.I.), 19, avenue Niel, Paris-17e, organise des cours d'initiation à la technique de la télévision en couleur, qui débuteront en mars 1967 pour les auditeurs de la région parisienne.

Destinés aux techniciens et ingénieurs qui vont se consacrer à la production et à la diffusion des récepteurs du type SECAM, ces cours s'harmonisent avec ceux dispensés par l'O.R.T.F. et le S.C.A.R.T. Ils comprennent des exercices complets de laboratoire, avec recyclages, dépannage, et service après vente.

La direction de cet enseignement a été confiée à M. RIVÈRE, Ingénieur en chef à la C.S.F., Professeur à l'E.S.E., Conseiller de l'enseignement technique, bien connu pour ses travaux sur le SECAM.

PROGRAMME DU CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE POUR LE PREMIER SEMESTRE 1967

Le Centre de Perfectionnement Technique organisera au mois de mars 1967 des cycles de conférences groupées par journées ou par demi-journées.

Parmi les thèmes généraux de ces cycles de conférences, nous signalons à nos lecteurs : Les Lasers et Le Génie Atomique.

Quatre autres cycles seront organisés dans les mêmes conditions au mois d'avril 1967, nos lecteurs pourront être intéressés par « Calculatrices et Physique Nucléaire » et les Applications de l'énergie solaire.

Toutes ces conférences auront lieu à la Maison de la Chimie, l'entrée sera libre.

Tous renseignements complémentaires peuvent être obtenus auprès du CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE, 80, route de St-Cloud, 92-Rueil-Malmaison. Tél. 967.77.95, Poste 006.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES SALON INTERNATIONAL DE L'ÉLECTROACOUSTIQUE

Paris, 5-10 avril 1967

Comme nous l'avons annoncé dans l'*Onde Electrique* de juillet-août 1966, p. 901, les Salons Internationaux des Composants Electroniques et de l'Electroacoustique auront lieu au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, du 5 au 10 avril 1967.

En 1966, le Salon des Composants s'étendait sur 32 000 m2 et il comprenait les appareils de mesure ; en 1967, il occupera 35 000 m2, les appareils de mesure étant exposés au Palais du CNIT, à la Défense. Parallèlement, la surface du Salon de l'Electroacoustique passera de 4 000 à 4 500 m2.

Les Salons avaient accueilli, l'an passé, 142 000 visiteurs.

Comme l'année dernière, des Journées Techniques auront lieu pendant la durée du Salon et dans son cadre même où sont installées des salles de conférences. Les conférenciers sont désignés par les Sociétés exposantes. Le programme englobe l'ensemble des fabrications présentées, envisagées sous l'angle de leur technologie et de leur emploi.

ÉTATS EXTRÊMES DE LA MATIÈRE AUX TRÈS HAUTES ET TRÈS BASSES TEMPÉRATURES TRÈS HAUTES ET TRÈS BASSES PRESSIONS

Paris, 4 au 8 avril 1967

Les septièmes Journées Internationales de l'Institut Français des Combustibles et de l'Energie, placées sous la présidence d'honneur du Duc Louis de Broglie, sont organisées par l'Institut Français des Combustibles et de l'Energie, avec le concours de la Société Française des Thermiciens.

Elles présenteront l'originalité d'embrasser l'essentiel des *états extrêmes de la matière*.

Sans aller jusqu'aux ultimes développements réservés à des manifestations spécialisées propres à chacun des domaines en cause, ces Journées visent à présenter aux Industriels et Chercheurs thermiciens un ensemble clair et sûr de connaissances scientifiques et de techniques qui peut élargir très utilement le champ de leurs curiosités, et leur ouvrir d'éventuelles perspectives d'applications nouvelles.

Les séances de travail auront lieu à la Salle de Conférences du Centre National de la Recherche Scientifique, 15, quai Anatole-France, Paris-7e.

Les participants recevront à l'avance, par fascicules séparés, les textes des communications en langue française.

Une interprétation continue en langues anglaise et éventuellement allemande, fonctionnera durant toutes les séances.

Textes et débats, mis au point, seront réunis en un volume à paraître en 1968.

Renseignements complémentaires, programme détaillé et inscriptions à l'INSTITUT FRANÇAIS DES COMBUSTIBLES ET DE L'ENERGIE, 3, rue Henri-Heine, Paris-16e.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

Paris 10 au 15 avril 1967

Rappelons que c'est du 10 au 15 avril prochain qu'aura lieu le Colloque International sur l'Electronique et l'Espace, dans les salles de l'UNESCO à Paris. Organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UA TI) et la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens (SFER), sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (FNIE), il fera suite au Salon des Composants Electroniques.

L'Onde Electrique de novembre 1966, p. 1271, en a donné le programme détaillé.

Fin janvier, près de 120 demandes de présentation de communications avait été reçues dont plus de 30 émanaient d'une douzaine de pays étrangers. D'après les correspondances demandant des renseignements, le Comité d'Organisation estime pouvoir compter sur mille participants.

EXPOSITION ET CONGRÈS MESUCORA 67

Paris 14-21 Avril 1967

L'exposition 67 « Mesure, Contrôle, Régulation, Automatisme » MESUCORA aura lieu cette année au Palais du CNIT, à la Défense, comme nous l'avons annoncé dans l'*Onde Electrique* de juillet-août 1966, p. 901.

La dernière exposition MESUCORA de Paris avait eu lieu en 1963, elle avait reçu 95 000 visiteurs et occupait 40 000 m2, celle de 67 s'étendra sur une surface majorée de 50 %.

Parallèlement à cette exposition et dans son enceinte se déroulera le Congrès MESUCORA, du 17 au 21 avril ; 90 exposés y seront présentés dont 16 par des conférenciers étrangers.

Pour l'inscription, s'adresser à l'Association MESUCORA, 23, rue de Lubeck, Paris-16e.

61e EXPOSITION DE PHYSIQUE

Paris 14-21 avril 1967

Au Palais du CNIT, en même temps que MESUCORA 67, se tiendra la 61e Exposition de Physique.

Organisée par la SOCIÉTÉ FRANÇAISE DE PHYSIQUE, l'Exposition réunira, comme elle le fait depuis des années, les stands des grands Laboratoires Nationaux et ceux des Etablissements Industriels spécialisés dans la recherche et la réalisation des appareils de physique.

Le but de cette manifestation à caractère scientifique est de montrer, par des expériences fondamentales, les réalisations nouvelles obtenues en laboratoire et de donner aux physiciens une vue d'ensemble des techniques les plus récentes mises au point par l'industrie.

Les stands seront groupés selon les diverses disciplines suivantes : Matériel de Laboratoire, Optique, Physique nucléaire, Mesure, Electronique, Vide. De plus, une section sera consacrée au matériel destiné à l'Enseignement de la physique, domaine qui a toujours retenu l'attention de la Société Française de Physique.

Le Catalogue de l'Exposition sera, comme ses prédécesseurs, un recueil de notices techniques concernant les appareils nouveaux. Mentionnant, de plus, les fabrications courantes utiles aux physiciens, il constituera un véritable manuel de l'Instrumentation en Physique et trouvera sa place dans tous les laboratoires.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES MÉTHODES DYNAMIQUES DE GÉODÉSIE PAR SATELLITES

Paris, 22-26 mai 1967

Le CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES organise à Paris, du 22 au 26 mai 1967, un colloque international sur les méthodes dynamiques de géodésie par satellites.

Ce colloque de très haut niveau, placé sous la Direction Scientifique de M. B. LAGO, Chef de la Division Mathématiques et Traitement des Données du CNES, sera consacré essentiellement à la détermination des orbites à partir d'observations de position de satellites de bonne qualité, dans un but de géodésie spatiale ; les méthodes géométriques de géodésie par satellites étant exclues.

De nombreux spécialistes européens, américains et soviétiques traiteront, au cours de ces journées d'études, divers aspects de ce problème d'actualité.

Les séances se tiendront dans la salle de conférences du Centre National de la Recherche Scientifique, 15, quai Anatole-France, Paris-7e. Une traduction simultanée (français-anglais et anglais-français) sera assurée.

Les personnes désirant assister à cette manifestation doivent adresser leur demande avant le 30 avril 1967, au CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES, Division des Relations Universitaires, 129, rue de l'Université, Paris-7e. Tél. 468.49.39, Postes 469, 470.

Les participants ayant l'intention de présenter une communication devront se faire inscrire dans les meilleurs délais.

Aucun droit d'inscription n'est exigé. Le nombre de places est limité.

SYMPOSIUM INTERNATIONAL 1967 SUR LA THÉORIE DE L'INFORMATION

Athènes 11-15 septembre 1967

Ce symposium qui aura lieu à Athènes, du 11 au 15 septembre est organisé conjointement par le Groupe Théorie de l'Information de l'IEEE et l'URSI, avec la collaboration d'autres sociétés scientifiques.

Les sujets qui y seront exposés porteront sur :
— codage et décodage pour systèmes discrets et continus;
— projets de canaux et de signaux ;
— théorie de la détection ;
— reconnaissance des structures ; systèmes didactiques et adaptatifs ; adaptations aux systèmes biologiques ;
— théorie de prévision et du filtrage et théorie du bruit ;
— théorie du champ aléatoire.

Les contributions à ce symposium peuvent se présenter sous deux formes : des exposés de 30 minutes environ et ceux qui ne dépasseront pas 15 minutes. Les manuscrits complets des premiers devront être envoyés avant le 1er

mai 1967, tandis qu'un résumé de 200 mots suffiront pour les seconds dont le délai de remise est reporté au 1er juin.

Les langues admises sont le français, l'anglais et le russe ; les textes en français doivent être adressés à F. STUMPERS, PHILIPS Research Laboratories. Eindhoven, Pays-Bas ; les textes en anglais et toutes demandes de renseignements à A.V. BALAKRISHNAN, Dept. of Engineering, UCLA, Los Angeles, California 90024 (USA).

SERVOCOMPONENTS, IEE CONFERENCE

Londres, 21-23 novembre 1967

La Conférence de l'IEE sur les composants pour l'asservissement aura lieu à Londres du 21 au 23 novembre 1967.

Le but de cette conférence est d'examiner l'état présent de la question et des diverses applications de ces composants et d'indiquer la direction de leur développement futur.

L'ensemble des composants pour l'asservissement, objet de la conférence, est divisée de la façon ci-après, il comprend exclusivement des composants à prédominance électrique :

1) éléments de signalisation (télécommandes, potentiomètres, codeurs, etc.) ;

2) contrôle de puissance (blocs amplificateurs, contrôle par thyristors, etc.) ;

3) éléments de sortie (moteurs et générateurs courants continu et alternatif, moteurs pas à pas, moteurs-couples, etc.) ;

4) composants de couplage (têtes d'engrenages, embrayages, accouplements) ;

5) transducteurs (électro-hydrauliques, électro-pneumatiques, etc.) ;

6) matériels et procédés applicables aux servocomposants ;

7) équipements de mesure et d'essais ;

8) applications et expérience d'emploi.

Le Comité d'organisation invite les personnes qui désireraient participer à cette conférence à bien vouloir déposer un résumé de 300 mots environ pour le 15 mars 1967, à la Conference Section, IEE, Savoy Place, London WC2.

COLLOQUE A TUNIS SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Le 6 décembre 1966, s'est achevé à Tunis un colloque sur la télévision en couleur qui a rassemblé près d'une centaine d'ingénieurs et de techniciens de l'Afrique du Nord ainsi que des représentants de l'Armée et de la Faculté Tunisienne des Sciences.

L'idée de ce colloque avait été lancée à l'issue de la XI° Assemblée plénière du C.C.I.R. à Oslo par les délégués de la Tunisie, de l'Algérie et du Maroc, en plein accord avec leurs collègues français. Son organisation a été confiée au Secrétariat d'Etat Tunisien aux P.T.T. et à la Radio Télévision Tunisienne en collaboration avec l'ORTF et la CFT — Compagnie Française de Télévision.

Au cours des quatre journées d'études de ce colloque, les ingénieurs de l'ORTF et de la CFT ont traité, sur le plan théorique, des bases de la télévision en couleur. Ensuite, les caractéristiques fondamentales du système SECAM ont été analysées en détail et comparées à celles des autres systèmes. Enfin, les questions d'implantation et d'exploitation des réseaux de TV couleur — des studios aux récepteurs — ont fait l'objet d'exposés approfondis.

Les équipements amenés à pied d'œuvre par la CFT ont permis de réaliser toutes les démonstrations et expérimentations.

Ce séminaire a confirmé l'efficacité et la continuité de la coopération technique entre le Maghreb et la France ainsi que l'intérêt et le soin que les promoteurs du SECAM attachent à la formation professionnelle indispensable à l'essor — maintenant proche — de la télévision en couleur.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

L'O.R.T.F. PRÉPARE L'AVÈNEMENT DE LA COULEUR

La Société PHILIPS ELECTRO-ACOUSTIQUE vient de recevoir de l'O.R.T.F. une importante commande de caméras couleur destinées aux studios et aux cars de reportage de l'O.R.T.F. Ce dernier disposera, dès fin 1967, de trente caméras Philips couleur pour les besoins de son exploitation.

PHILIPS, qui a été une des premières Sociétés à investir d'importants capitaux pour la télévision couleur, a notamment porté ses efforts sur l'étude d'un tube d'analyse « Plumbicon » qui présente de nets avantages par rapport aux tubes usuels existants.

Il en est découlé la mise au point de caméras studios couleur, de dimensions réduites, à trois tubes d'analyse « Plumbicon », qui ont permis à l'O.R.T.F., de commencer dès 1962, des essais expérimentaux dans ses laboratoires d'Issy-les-Moulineaux. Cette caméra a été utilisée également lors de la présentation du SECAM dans différents pays et, en particulier, à Moscou, lors des essais entre Moscou et Paris.

L'industrialisation de ces caméras a commencé en 1966 et plusieurs centaines auront été livrées fin 1967 aux différentes organisations mondiales de Radio Télévision. Devant le succès obtenu, et afin d'adapter ces caméras aux conditions d'exploitation de certains pays, il a été décidé de décentraliser la fabrication en Amérique et en France.

La Société PHILIPS ELECTRO-ACOUSTIQUE à Paris, en liaison avec les Services Techniques de l'O.R.T.F., a mis au point les caméras et leurs voies qui serviront au démarrage des émissions couleur en France.

Parallèlement, il a été étudié et construit des moniteurs et des analyseurs d'images fixes pour diapositives couleur, que Philips a fourni depuis cinq ans aux principaux constructeurs français et étrangers pour leurs études en laboratoire.

En liaison avec les Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée (L.E.P.), dans lesquels elle possède une participation, la Société Philips Electro-Acoustique a mis au point de nouveaux matériels de télévision qui seront présentés incessamment, en même temps que ses caméras couleur et le nouvel Eidophor trichrome simultané, capable de donner une image couleur sur un écran de plus de quatre-vingt mètres carrés.

Rappelons qu'à l'issue de l'Assemblée Générale de la SFER, le 25 janvier 1967, l'Eidophor a été montré en fonctionnement à l'amphithéâtre Paul-Janet de l'Ecole Supérieure d'Electricité.

LA TÉLÉVISION IRANIENNE S'ÉQUIPE EN MATÉRIELS FRANÇAIS

Le 31 décembre 1966 à Téhéran, M. REZA GHOTBI, Directeur Général de la Télévision Nationale Iranienne, a signé un important contrat pour l'équipement du réseau de télévision iranien dont le bureau d'études CORDONNIER avait mené l'étude générale et architecturale.

Les titulaires de ce marché sont des constructeurs français parmi lesquels CSF a été désignée comme chef de file. Les autres Sociétés contractantes sont : THOMSON-BRANDT, ENTREPOSE, la SOCIÉTÉ D'INSTRUMENTATION SCHLUMBERGER, SONECTRO et les Etablissements TISSERAND.

Le contrat concerne la fourniture, l'installation et la mise en service de tous les équipements nécessaires, répar-

tis essentiellement en *centres d'émission* et *centres de production.*

Les centres d'émission situés à Téhéran, Koshroabad, Ahwaz, Dezful et Aliabad, sont placés sous la responsabilité de CSF ; THOMSON-BRANDT est responsable, pour sa part, des centres de production ou s'élabore la vidéo et qui sont installés à Ahwaz, Rasht, Téhéran et Abadan.

Un centre proviscire d'émission-production fonctionne déjà depuis deux mois à Téhéran. Il avait été mis en place dans le délai record de trois mois par le groupe de constructeurs précités.

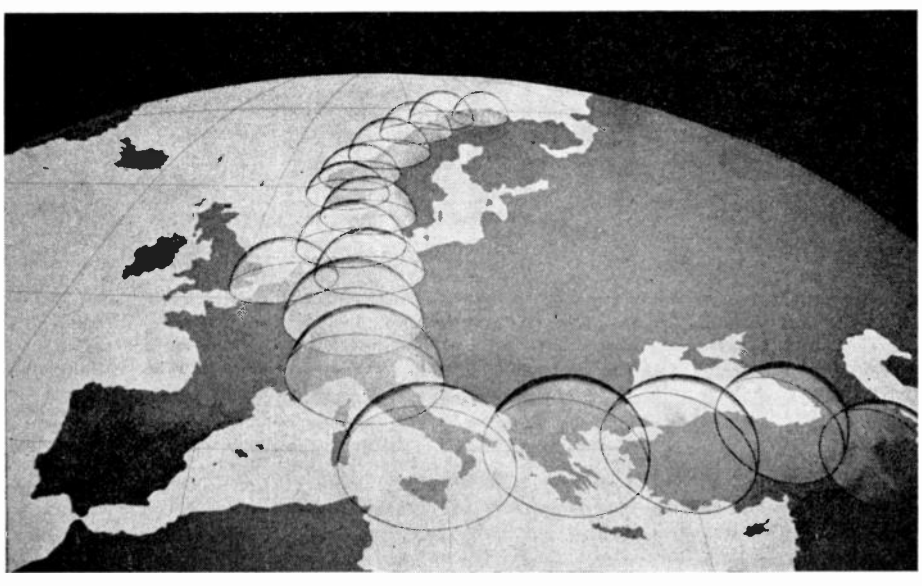
L'O.R.T.F. apporte sa garantie technique pour l'ensemble de la fourniture et, de plus, son assistance technique et son concours pour la réalisation des programmes.

INFRASTRUCTURE ÉLECTRONIQUE DE LA DÉFENSE AÉRIENNE DE L'OTAN (NADGE)

La journée du 28 décembre 1966 a été marquée par l'adjudication officielle des marchés passés entre les neuf pays hôtes et le consortium international NADGECO Ltd., sélectionné pour la construction du système d'infrastructure électronique de la défense aérienne de l'OTAN (NADGE).

Cette adjudication a été notifiée au bénéficiaire au cours d'une cérémonie où le Secrétaire Général de l'OTAN était représenté par M. Joachim JAENICKE, Secrétaire Général adjoint pour les affaires politiques. Des représentants permanents auprès du Conseil de l'Atlantique Nord ou leurs délégués assistaient à la cérémonie.

Le NADGE, dont nous avons entretenu nos lecteurs dans le numéro de septembre 1966 de *l'Onde Electrique,* pp. 1011-1012, est le projet électronique le plus important et le plus complexe dont la réalisation ait été entreprise par l'Alliance. Une des caractéristiques de ce projet d'infrastructure est que les dispositions financières ont été arrêtées de manière à éviter toute incidence adverse sur la balance des paiements entre les pays associés. Ce programme, auquel sont intéressés tous les pays membres de l'Alliance, prévoit la fabrication et l'installation de matériels qui amélioreront grandement les possibilités du système actuel d'infrastructure électronique de la défense aérienne du Commandement allié en Europe en matière de détection, d'identification et de poursuite des aéronefs ennemis. En outre, il modernisera le système de transmission des données à l'intention des missiles anti-avions et des avions d'interception de l'Alliance. Lorsque le programme sera intégralement réalisé, les installations de ce type s'échelonneront de la Norvège à la Turquie.



Vue schématique du système de protection NAGDE dans son étape finale, lorsqu'il s'étendra de la Norvège à la Turquie (Photo NATO-Michel Descamps)

LE PAKISTAN ÉQUIPE SES AÉRODROMES AVEC DES I.L.S. CSF

Après la Suisse, la Hollande, la République Algérienne, le Pakistan a choisi la Compagnie générale de Télégraphie sans Fil, pour équiper ses aérodromes en I.L.S. La première livraison a eu lieu le 19 janvier 1967 à l'aérodrome du Bourget ; un avion ANTONOV de l'AEROFLOT soviétique a embarqué un I.L.S. 271 et, quelques heures plus tard, le matériel était installé sur le terrain de Lahore au Pakistan.

1967 verra une seconde livraison du même équipement à l'aérodrome de Dacca dans le Pakistan Oriental.

Ces matériels sont identiques à ceux dont sont ou seront dotés dans un proche avenir :

— 32 aérodromes de France et d'Outre-Mer dont ceux d'Orly, Bordeaux, Lyon, Nice.

— 15 à l'étranger, dont ceux de Genève, Amsterdam et Alger.

Rappelons que ces matériels I.L.S. (Instrument Landing System) étudiés et réalisés en étroite collaboration avec les services français de la navigation aérienne, sont utilisés pour guider les avions à l'atterrissage par mauvaise visibilité en leur donnant à chaque instant leur écart, en direction et altitude, par rapport à la trajectoire idéale de descente.

Ces indications peuvent être présentées visuellement au pilote (aiguilles croisées), ou introduites dans le pilote automatique, ce qui permet l'atterrissage sans intervention du pilote.

DES ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES FRANÇAIS A BORD D'UN NOUVEAU SATELLITE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS AMÉRICAIN

Un nouveau satellite de télécommunications LANI BIRD a été lancé le 11 janvier depuis la base de Cap Kennedy pour le compte de la « Communication Satellite Corporation » (COMSAT). Placé sur une orbite équatoriale, ce satellite est stationnaire par rapport à la terre. Il sera utilisé comme relais pour l'acheminement des communications téléphoniques, la transmission des données et les échanges de programmes télévisés au-dessus de l'Océan Pacifique.

Un second satellite stationnaire sera prochainement placé sur orbite au-dessus de l'Océan Atlantique, ce qui doublera le nombre des liaisons qu'il est déjà possible d'établir entre l'Europe et le continent américain grâce au satellite Early Bird.

Ces deux satellites pourront ainsi servir de relais entre des stations de télécommunications installées au sol ou à bord de navires spéciaux, et réparties sur les deux tiers de la surface du globe. En particulier, ces possibilités de liaison à l'échelle de la planète seront mises à profit pour l'échange de données et de messages entre toutes les stations au sol qui suivront les expériences du programme APOLLO de la NASA, dont le but est l'envoi d'un engin habité sur la lune.

La masse et la capacité de transmission de ces deux satellites sont doubles de celles de leur prédécesseur Early Bird. Ils ont été construits par la firme américaine HUGHES Aircraft C°, qui a confié à la Compagnie Française

THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT le soin de réaliser une partie des équipements électroniques placés aussi bien à bord que dans les stations au sol.

Les matériels de bord réalisés par THOMSON-BRANDT pour ces deux satellites sont des émetteurs VHF. Ils sont utilisés pour transmettre des renseignements sur le fonctionnement du satellite (télémesures). Ils servent également de balises pour sa localisation par des stations de poursuite au sol.

Grâce, en particulier, à une fabrication et à des essais effectués dans des « chambres propres », débarassées de toutes poussières, où la température et le degré hygrométrique de l'air sont rigoureusement contrôlés, ces émetteurs possèdent une très grande fiabilité. Quant aux matériels placés au sol, il s'agit d'équipements de télémesure et de télécommande nécessaires à la mise sur orbite des satellites, à leur maintien en position et au pointage de leurs antennes de télécommunications vers le sol.

La fourniture de ces matériels par THOMSON-BRANDT, qui fait suite à celle d'équipements similaires pour les satellites des programmes français et européens, confirme les qualités des matériels électroniques français pour les besoins spatiaux.

MATÉRIEL CSF AU CHAMP DE TIR DES LANDES

La Société d'Equipements Spatiaux et Astronautiques, la SESTRO, filiale de la Compagnie générale de Télégraphie sans Fil, et de General Dynamics Corporation, vient de se voir confier par la DRME, Service d'Equipements des Champs de Tir, l'étude et la réalisation d'un Système de trajectographie de Sauvegarde pour le Champ de Tir des Landes.

Ce système, qui sera en service dans le courant de 1968, est destiné à mesurer avec précision les composantes instantanées de la vitesse des engins, dans la première partie de leur trajectoire.

Ces données, exploitées par le calculateur du Champ de Tir et traduites sur une table traçante, permettront à l'Officier de tir de prendre les dispositions nécessaires si la trajectoire réelle de l'engin s'écarte anormalement de celle qui avait été prévue.

Le dispositif retenu utilisera, pour la synchronisation des stations, les horloges atomiques à vapeur de rubidium conçues et développées par CSF et bénéficiera de l'expérience de General Dynamics-Electronics Division qui, dans ce domaine, a réalisé pour les Champs de Tirs américains les systèmes de poursuite AZUSA et GLOTRAC.

L'ÉLECTRONIQUE ET LES MOYENS DE TRANSPORT D'AVANT-GARDE

Le transport de masse dans les nouvelles zones d'urbanisation ainsi que la desserte des aéroports, ont amené les services publics à envisager des moyens différant sensiblement des moyens classiques.

Divers matériels sont à l'essai ou à l'étude pour faire face à ces besoins. Aux USA, un système original apporte des éléments nouveaux de par sa conception et ses possibilités d'exploitation.

En essais depuis trois ans sur un parcours expérimental au sud de Pittsburg, un dispositif conçu par la WESTINGHOUSE ELECTRIC a donné des résultats concluants.

L'automation intégrale de ce système, permet la régulation du trafic en fonction de l'affluence, le nombre des véhicules d'un convoi pouvant être porté de 1 à 10, par attelage automatique. Un ordinateur WESTINGHOUSE PRODAC 550 contrôle et réalise toutes ces opérations ; une seule personne est nécessaire pour le bon fonctionnement du réseau.

L'emploi généralisé de thyristors a permis d'alléger considérablement les véhicules : chaque voiture, équipement moteur compris, ne pèse à vide que 9,5 t.

Le démarrage, la marche en palier, le freinage et l'arrêt sont assurés et contrôlés à partir d'un ordinateur. Les impulsions nécessaires à ces opérations étant réparties le long des chemins de roulement par un fil inducteur.

Comme dans les récentes réalisations françaises sur la ligne II du métro de Paris, ce fil inducteur est une grecque dont les branches sont plus ou moins écartées sur la portion de voie considérée.

La marche des véhicules est assurée par deux moteurs horizontaux de 60 CV chacun disposé tête bêche dans l'axe de la voiture, la transmission se composant d'un axe et de deux ponts hypoïdes vers les essieux moteurs montés sur pneus. Le courant choisi est du type triphasé redressé par thyristors.

Le prix de revient du Transit Express serait nettement inférieur à celui des autres systèmes concurrents ou en essais.

Au cours d'une visite à Paris, au mois de janvier 1967, MM. BOLINGER et OAKLEY, respectivement Directeur et Directeur Général de la division des transports de la Westinghouse Electric, ont été vivement intéressés par l'aérotrain Bertin sur lequel ils sont effectué un parcours d'essais entre Gometz et Limours. A l'issue de leurs conversations avec les techniciens français, ils ont exprimé l'espoir que des accords technologiques aient lieu entre les sociétés. En effet, la mise en place d'un moyen du type « Transit Express » permettrait d'apporter une solution moderne aux problèmes de desserte des aéroports de la Région Parisienne ; de même, il n'est pas impossible de penser que l'aérotrain pourrait être utilisé dans le corridor Nord-Est des USA où se posent des problèmes de transport difficiles.

RÉPARTITION DES REDEVANCES TÉLÉPHONIQUES AU IENA COMMERCIAL BUILDING

L'installation téléphonique du « Iéna Commercial Building », 88, rue Galilée, Paris-8e, immeuble spécialement conçu pour la location de bureaux de grand standing, a été réalisée par la COMPAGNIE GÉNÉRALE de CONSTRUCTIONS TÉLÉPHONIQUES en système Crossbar Pentaconta.

Elle comprend un autocommutateur privé relié au réseau des PTT par 24 lignes et desservant 170 postes intérieurs.

L'originalité de cet équipement, analogue à celui mis en service à l'Opéra Commercial Building, vient du fait que chaque poste téléphonique ayant accès au réseau est doté d'un compteur qui reçoit les impulsions émises par le Central lors des communications.

Ces impulsions permettent de déterminer les taxes téléphoniques à percevoir. L'Administration du « Iéna Commercial Building » est ainsi à même de facturer à chacun des occupants de l'immeuble le montant exact de ses redevances téléphoniques.

CABLE TÉLÉPHONIQUE CONTINENT - ILE DU LEVANT

La Marine Nationale vient de poser en Méditerranée, par des fonds atteignant 100 m, un câble téléphonique sous-marin reliant le Continent à l'Ile du Levant.

Ce câble dont les caractéristiques de transmissions sont exactement les mêmes que celles du réseau terrestre, prolongera celui-ci sans qu'il soit nécessaire d'insérer un équipement spécial au point de jonction.

La liaison qui mesure 14 000 m est assurée par une seule longueur de câble sur laquelle sont insérés à intervalles réguliers, huit conteneurs avec les unités de charge (PUPIN) nécessaires pour avoir les caractéristiques de transmissions imposées. Le câble comporte 7 quartes combinables de 0,9 mm et pourra assurer 21 circuits téléphoniques.

Sa protection, conçue pour assurer son étanchéité et lui permettre de résister à des pressions de l'ordre de 1 MPa (10 kg/cm^2), comporte une enveloppe de plomb de 3 mm d'épaisseur, une gaine de polyéthylène de 3 mm d'épaisseur, une couche de jute, une couche de fils d'acier galvanisé de 7 mm de diamètre et une couche de jute. Le poids est de 120 t au total.

La fourniture de ce câble a été confiée aux CABLES DE LYON, sa fabrication, commencée dans leur Usine de Lyon, a été terminée dans leur Usine de Calais, d'où il a été embarqué directement sur le navire câblier « Alsace » appartenant à l'Administration française des PTT.

EXPLORATION DES CANAUX DU RÉACTEUR DE BRENNILIS

ALCATEL met actuellement en place à Brennilis, sur le réacteur EL 4, un dispositif d'exploration des canaux du réacteur.

Ce dispositif comporte un bras complexe télécommandé permettant d'introduire une caméra de télévision jusqu'au fond de l'un quelconque de ces canaux.

Ce dispositif et sa télécommande ont été étudiés et construits par ALCATEL ; l'équipement de télévision a été fourni par la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT.

ALCATEL a précédemment construit, d'après des études de G.A.A.A. (Groupement Atomique Alsacienne-Atlantique), l'ensemble des barres de contrôle du réacteur EL 4 : barres de sécurité, barres de pilotage et barres de compensation ; ces dernières, d'un type nouveau (barres gazeuses à hélium 3), ont fait appel, pour leur réalisation, aux techniques de soudage par bombardement électronique.

TABLEAU DE CONTROLE DE RADIATIONS POUR L'ACCÉLÉRATEUR LINÉAIRE DE SACLAY

L'accélérateur linéaire de 300 MeV du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay va être doté d'un tableau de contrôle de radiations, réalisé conjointement par la Société ALCATEL et la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT dans le cadre de leur accord concernant les mesures neutroniques et les mesures de radioprotection auprès des réacteurs nucléaires. Cet équipement utilise les nouveaux circuits électroniques modulaires de radioprotection étudiés au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, qui sont destinés à équiper systématiquement les futurs tableaux de contrôle de radiations. La mise en service de la première tranche est prévue pour le mois de mars 1967.

L'ensemble comportera 48 voies de mesure à impulsions ou à courant continu. Certaines de ces voies sont équipées pour transmettre simultanément des mesures de dose et des débits de dose. Dans une phase ultérieure, le nombre des voies de mesure sera porté à 60.

Les signalisations sonores et la surveillance acoustique, développées selon un procédé original, sont reportées sur un synoptique général de l'installation et sur des coffrets de raccordement en local.

CARNET DES SOCIÉTÉS

CRÉATION D'ALLCO

(Société d'Instrumentation Electronique ALLARD et Cie)

M. E. ALLARD, Président-Directeur Général de TELCO, est également Président-Directeur Général d'ALLCO. La nouvelle Société se consacrera entièrement à l'étude et à la fabrication d'appareils de mesure spéciaux de hautes performances et plus spécialement d'Enregistreurs graphiques rapides de tous types et d'oscilloscopes multicanaux à grand écran. Ces appareils étudiés spécialement pour la télémétrie, les mesures de laboratoire, les calculateurs analogiques, s'adressent principalement aux domaines de l'Espace, de l'Aviation, de l'Automobile et du Traitement de l'information.

TELCO, est une des plus anciennes et des plus importantes Sociétés Françaises d'Electronique Médicale et se consacrera désormais uniquement à cette activité.

Cette opération est inspirée par le souci d'une efficacité accrue dans chacun des deux domaines et d'un meilleur service des intérêts des deux clientèles.

Les nouvelles commandes d'enregistreurs et d'oscilloscopes spéciaux pour les domaines industriels et militaires seront automatiquement prises en charges et exécutées par la Société ALLCO, qui a recueilli et renforcé l'équipe d'ingénieurs et de spécialistes chargés auparavant de cette activité à la Société TELCO.

TELCO continue à assurer la vente des oscilloscopes et enregistreurs spéciaux pour le domaine médical.

Une nouvelle usine est actuellement en cours d'installation, à proximité de la Porte d'Orléans, 61, avenue Aristide-Briand à Arcueil (Val-deMarne). Tél. ALE. 81.13 et ALE. 71.26.

ENTENTE COMMERCIALE MEGEX - TEXAS INSTRUMENTS

On nous fait savoir qu'une entente est intervenue entre les Etablissements MEGEX S.A. et la TEXAS Instruments Supply C°, dans le but de faciliter et simplifier l'approvisionnement de leur clientèle mutuelle. A cet effet, les Ets MEGEX concèdent à TEXAS Instruments la possibilité de vendre leurs potentiomètres Beckman Helipot et TEXAS Instruments acceptent MEGEX comme distributeurs autorisés de leurs semiconducteurs.

En conséquence, la clientèle qui aura à s'approvisionner en produits Helipot ou en produits Texas Instruments, pourra désormais adresser sa commande à l'une ou l'autre firme qui l'exécutera aux mêmes prix et délais qu'une commande directe.

CRÉATION DE CLARE ELECTRONIQUE

C.P. CLARE INTERNATIONAL N.V. a décidé de créer une filiale de vente française C.P. CLARE ELECTRONIQUE S.A. R.L. dans le but d'assurer à sa clientèle française l'assistance technique, la disponibilité sur stocks, l'étude de l'application de ses relais à contacts mouillés au mercure ou à contacts secs, sous ampoules scellées, fabriqués à Tongres, Belgique.

Cette Société doit, en outre, assurer la commercialisation de nouveaux composants électroniques : commutateurs pas-à-pas et commutateurs à boutons-poussoirs lumineux.

Jusqu'à ce que C.P. CLARE ELECTRONIQUE ait été définitivement constituée, on est prié d'adresser demandes et commandes à Monsieur J.L. RIVIÈRE, Boîte postale n° 8, Saint-Rémy-lès-Chevreuse. Tél. 952.73.51, qui représente actuellement C.P. CLARE INTERNATIONAL N.V. en France et sera gérant de C.P. CLARE ELECTRONIQUE S.A.R.L.

DOW CORNING INTERNATIONAL OUVRE UN BUREAU A PARIS

La Société DOW CORNING S.A.R.L. a été créée à Paris, pour promouvoir les ventes des produits DOW CORNING en France, et fournir l'assistance technique nécessaire. M. RENO R. LASORSA en a été nommé Directeur, les bureaux sont 22-24 avenue Raymond-Poincaré, Paris-16e.

Pratiquement toutes les industries utilisent les silicones mais peu d'entre elles ont la possibilité de déterminer quelle silicone convient le mieux à leur procédé de fabrication ou au produit final. Le nombre de produits à base de silicones augmente continuellement et des applications nouvelles de ces produits se font jour. Il devenait nécessaire de pouvoir offrir à la fois un service technique rapide et des délais courts de livraisons, c'est le but de la nouvelle société française.

TEXAS-FRANCE AGRANDIT SON USINE DE VILLENEUVE-LOUBET

A l'aéroport de Nice, sont arrivés le 16 janvier 1967 deux avions cargos affrétés par TEXAS INSTRUMENTS FRANCE pour transporter les premiers éléments des chaînes de fabrication qui vont être mises en place dans les nouveaux halls de production en cours de finition.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE a entrepris en effet, en mai 1966, la construction d'un bâtiment de 4 000 m2 qui constitue la 3e extension de l'usine de Villeneuve-Loubet et portera à 15 000 m2 sa surface totale couverte. Le bâtiment sera terminé lorsque cette information paraîtra.

Les 7 tonnes de matériel livrées par AIR FRANCE proviennent de plusieurs pays d'Europe et des Etats-Unis. L'élément le plus spectaculaire en est une ligne de tri automatique complète qui, une fois installée avec son calculateur (conçu et réalisé par TEXAS INSTRUMENTS) aura une longueur de 20 m et triera des transistors silicium sur 54 paramètres, à la cadence de 8 000 pièces à l'heure. Un équipement semblable fonctionne déjà à l'usine de Villeneuve-Loubet depuis décembre 1965.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE pourra, grâce à ces nouveaux investissements, faire face à la demande des marchés belge, hollandais, italien, espagnol, grec, yougoslave et français, dont elle a l'entière responsabilité commerciale.

Ainsi, TEXAS FRANCE, à l'heure où le Marché Commun devient une réalité économique, est prête à répondre à la demande des industriels utilisateurs de semiconducteurs à partir de son usine de Villeneuve-Loubet.

ACCORD TRW ET MITSUBISHI DANS LE DOMAINE DES COMMUNICATIONS SPATIALES

Nous apprenons qu'un accord vient d'être passé avec l'approbation du gouvernement de Tokyo entre la firme californienne TRW et MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION (MELCO) dans le domaine des communications spatiales.

Depuis 1957, MELCO construisait des stations de recherche de fusées et de satellites pour le compte du gouvernement japonais ; elle a mis en service en novembre 1963 la station terminale terrestre japonaise du réseau de communications par satellites de la NASA. MELCO est engagée, d'autre part dans la construction de satellites entièrement de fabrication nippone.

AEG-TELEFUNKEN

La reprise par l'AEG des activités de TELEFUNKEN décidée par les assemblées générales des deux sociétés précitées est devenue effective le 1er janvier 1967. A partir de cette date la raison sociale de la société sera ALLGEMEINE ELEKTRICITATS-GESELLSCHAFT AEG-TELEFUNKEN.

ACTIVITÉS SPATIALES

Nous avons signalé récemment que les Engins MATRA venaient de passer un accord avec TRW Inc. de Redondo Beach (Californie) pour des échanges techniques. Cet accord faisait déjà suite à un autre, de portée analogue, liant TRW à la société anglaise HAWKER-SIDDELEY Dynamics.

C'est maintenant la société suédoise SAAB qui vient de signer avec TRW un accord d'assistance technique en vue de la réalisation du programme spatial suédois et de la participation de la SAAB aux projets de l'ESRO.

EUROCAE

L'Organisation Européenne pour l'Electronique de l'Aviation Civile (EUROCAE) qui groupe la grosse majorité des constructeurs européens spécialisés dans les équipements électroniques pour l'aviation civile, a été fondé en 1963. C'est l'équivalent de l'American Radio Technical Commission for Aeronautics.

La 4e assemblée générale de l'EUROCAE vient de désigner son président pour 1966-67 en la personne du Dr B.J. O'KANE, directeur général des Equipements Electroniques de la Cie MARCONI.

En 1959, le Dr O'KANE était nommé directeur de la division aéronautique de la Cie et en septembre 1965, à la suite de la réorganisation de cette branche, en considérable expansion, il devenait directeur général des Equipements Electroniques de MARCONI. A ce poste, il est responsable des activités de la Compagnie pour les divisions aéronautique, radar, automatismes, télévision en circuit fermé et machines à calculer.

les techniques des MÉMOIRES

texte intégral du

COLLOQUE INTERNATIONAL
SUR LES TECHNIQUES DES MÉMOIRES

Paris 1965

y compris l'exposé de synthèse du Professeur RAJCHMAN

Un volume, relié pleine toile, 15,5 × 24,5 cm, 894 pages, 585 figures. Prix : 250 F en librairie ou chez l'éditeur : 252,70 F, port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS - 6e - CCP Paris 53.35

Table des matières

EXPOSÉS D'INTRODUCTION

Les mémoires et la semiconduction — Les circuits optoélectroniques. — Les mémoires supraconductrices. — Les céramiques magnétiques, les alliages ferromagnétiques dans les dispositifs à mémoires. — L'utilisation des corps ferroélectriques dans les mémoires.

MATÉRIAUX ET PHÉNOMÈNES FONDAMENTAUX

Couches minces. Phénomènes fondamentaux. — Rôle des erreurs instrumentales dans l'évaluation précise de la magnétodynamique des couches minces ferroélectriques. — Quelques nouveaux registres à décalage à couche magnétique mince utilisant le déplacement contrôlé des parois. — Etude et réalisation de mémoires à couches minces ferromagnétiques. — Couplage entre couches magnétiques superposées. — Basculement lent dans les couches couplées. — Application des couches ferromagnétiques couplées aux mémoires magnétiques.

Couches minces. Matériaux — Etude par microscopie électronique du retournement de l'aimantation dans les mémoires à films magnétiques. — Appareils de mesure pour couches minces magnétiques. — Etude de certaines couches ferromagnétiques isotropes. — Etude des modes de fonctionnement d'une mémoire morte utilisant la lecture d'un réseau d'aimants permanents au moyen de couches minces cylindriques. — Couches magnétiques déposées par électrolyse pour la réalisation de mémoires. — Dépôt électrolytique de couches magnétiques minces à couplage parallèle. — Structure des couches et leurs propriétés magnétiques.

Ferrites. — Aperçu de la situation des ferrites à cycle rectangulaire. — Les ferrites à base d'ions lithium en tant que matériaux magnétiques à mémoires.

Optoélectronique. — Mémoires semi-permanentes à diodes et éléments photosensibles. — Mémoires photo électroniques. — Mémoire variable magnétooptique basée sur les propriétés d'un grenat ferromagnétique transparent à sa température de compensation.

Divers. — Pièces détachées à base de tores en ruban mince et autres problèmes de technologie et de matériaux. Mémoire des cibles à conductibilité induite dans les tubes de prise de vue. — Propriétés ferro électriques de $MnYO_3$ en vue de l'application aux mémoires.

COMPOSANTS

Diodes tunnel. — Cellules de mémoire rapide à diodes. — Diodes tunnel de technologie simple pour mémoires rapides. — Conception et construction d'une mémoire de 2048 bits, 120 ns à diodes tunnel.

Eléments à plusieurs trous. — Principe de fonctionnement du biax utilisé comme élément de mémoire. — Comportement dynamique des éléments à ouvertures multiples. — Possibilité de réalisation d'un dispositif à trois trous pour des mémoires associatives.

Couches minces. — Description d'une mémoire à films magnétiques minces. — Elément de couche à lecture non destructive (NDRO) à grande rapidité. — Optimalisation des ligne-d'accès pour matrices de mémoires. — Influence des couches minces sur les paramètres des lignes d'accès pour matrices de mémoires.

Supraconducteurs. — La mémoire cryocell supraconductrice de grande capacité et à accès arbitraire. — Etude et réalisation de matrices de mémoires à cryosars. — Caractéristiques principales, marge de fonctionnement des mémoires à plan supraconducteur continu.

Optoélectronique. — Dispositif optoélectronique à mémoire. — Mémoires numériques à condensateurs. — Une nouvelle approche des matrices de mémoire. — Réalisation d'un point de connexion doué de mémoire au moyen d'une triode PNPN au germanium par alliage. — Mémoire électromagnétique à ligne à retard. — Caractéristiques des transistors utilisés pour la commande de mémoires rapides à ferrites. Tensions maximales d'emploi.

DISPOSITIFS ET SYSTÈMES

Mémoires permanentes. — Mémoire 1 µs avec facilités semi-permanentes. — Mémoire à carte métallique à grande capacité. — Mémoires mortes linéaires. — Mémoire permanente à couplages résistifs. — Etude d'une mémoire à couplage inductif.

Couches minces. —Caractéristiques de la mémoire à bâtonnets de 10 MHz. — Mémoire à couche mince magnétique. — Programme de développement d'une mémoire à couche magnétique. — Technique des circuits pour une mémoire à couche mince de 100 ns.

Techniques diverses. — Système décimal de lecture et impression pour des analyseurs d'amplitude utilisant une mémoire à fil magnétostrictive. — Quelques éléments qui influencent la densité d'enregistrement numérique sur le ruban magnétique. — Mémoire électromécanique à billes.

Mémoires à ferrite. — Système original de mémoires économiques. — Une application intéressante des composants multi-trous. — Contrôle du contenu d'une mémoire à tores en ferrite. — Système de commande de mémoire utilisant des terminaisons non-linéaires. — Nouveaux développements dans les mémoires biaxes. — Systèmes de sélection avec tores de basculement. — Système de construction standard pour les mémoires à tores de 2 µs. — Conception d'un système de mémoire à tore de 2 µs à grande capacité. — Mémoire une microseconde à coïncidence.

Concepts d'utilisation. — Influence des techniques de mémoire dans la conception des systèmes à traiter l'information. — Influences réciproques entre la structure des mémoires et les moniteurs de programme. — Traitement de l'information dans les engins spatiaux.

Utilisation des mémoires permanentes. — Mémoires permanentes à bâtonnets de ferrite. Définition de mémoires dans un central téléphonique à grande capacité. — Mémoire capacitive semi-permanente.

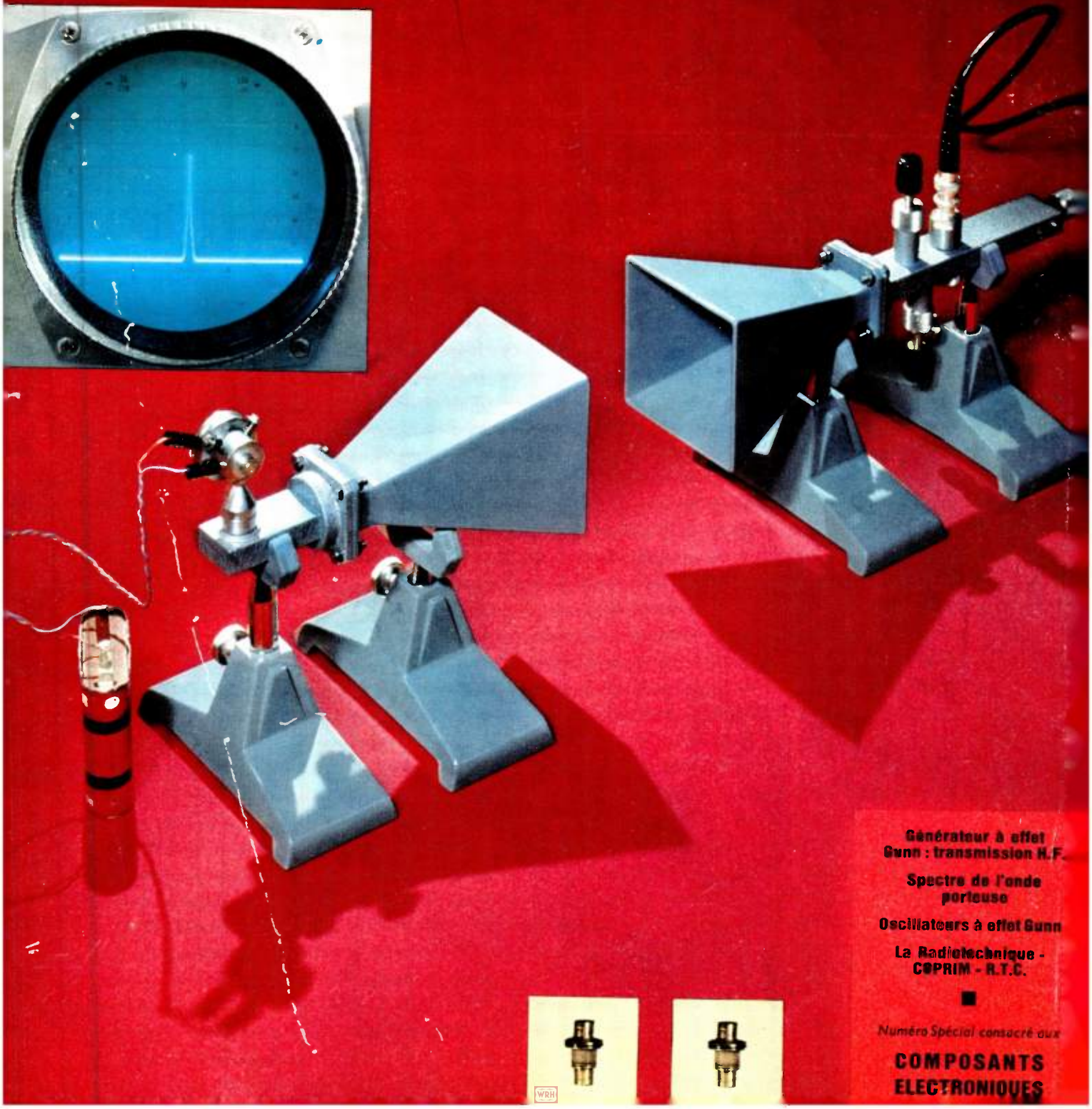
ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e. CCP Paris 5335

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
MAY 18 1967

L'ONDE ÉLECTRIQUE

47e ANNÉE - N° 480-481
MARS-AVRIL 1967
PRIX : 12 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Générateur à effet Gunn : transmission H.F.

Spectre de l'onde porteuse

Oscillateurs à effet Gunn

La Radiotechnique - COPRIM - R.T.C.

■

Numéro Spécial consacré aux

COMPOSANTS ELECTRONIQUES

pour la mesure rapide et précise de l'adaptation d'une impédance à un circuit

inutile d'utiliser

1 ALIMENTATION · 1 OSCILLATEUR HF-UHF
+ 1 TRONÇON DE LIGNE + 1 COUPLEUR DÉTECTEUR
+ 1 INDICATEUR DE T.O.S.

LES T.O.S.-MÈTRES FERISOL

MESURE DU TAUX D'ONDES STATIONNAIRES EN 3 GAMMES :
1 à ∞
1 à 2,1
1 à 1,3 (gamme étalée)

Mesures sur les **feeders**, les **antennes**, les **charges adaptées**, les **fiches**, les **câbles coaxiaux**, les **prises de sorties de générateurs**, etc..

Les appareils sont équipés d'un coupleur directif orientable n'utilisant qu'un seul détecteur

AUTRES APPLICATIONS :
Les T.O.S. Mètres types TO 202 et TO 401 peuvent être également utilisés comme SOURCES VHF / UHF :
– Niveau de sortie ⩾ 20 mW
– Atténuateur de 0 à – 40 dB

Encombrement : 470 x 345 x 185 mm - Mise en rack 19" (4 unités) instantanée
Masse : 17 kg
Consommation : 25 VA

TYPE **TO 202** (de **65** à **500** MHz)
et TYPE **TO 401** (de **250** à **920** MHz)
résolvent le problème
INSTANTANÉMENT
car ils comportent tous ces éléments incorporés dans un
ENSEMBLE COMPACT ET PORTABLE A LECTURE DIRECTE

AGENCE PUBLIDIFEC-DOMENACH 3109

FERISOL
ETS GEFFROY ET CIE · INGENIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 5.250.000 F
18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél 923-08-00
Télex : 25.705
Adresse télégraphique
Feritrappes - France
Delégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél 42-11-88

Mesucora, Stand 3007 AB, Niveau 3

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 250-88-04 et 05.
(voir dernière page)

*

Sur notre couverture

Application de l'effet Gunn à une transmission à 10 GHz réalisée par les laboratoires R.T.C. de Suresnes. L'émetteur est constitué par un petit cristal de Ga As (10^{-3} mm³) alimenté sous 3,5 V et modulé en amplitude par un signal audiofréquence.

LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.,
51, rue Carnot, 92-Suresnes
Tél. 772.51.00.

47e année — **Mars-Avril 1967** — 12 F

N° 480-481

SOMMAIRE

Transistors « enrobés plastique » pour circuits intégrés hybrides (réalisation et fiabilité). R. COCHAIN, D. HENRI et J.P. RIOULT 349

Les transistors plans silicium à protection métallique. R. CARTON, E. TONNEL 358

Etude d'un transistor très haute fréquence. J. BELMAS, J.P. PESTIE 368

Sur la nature et les propriétés de couches minces diélectriques préparées par oxydation anodique de titane, de tantale et de niobium. F. KOVER, M.J. MUSSELIN 375

Mise en évidence de caractères d'anisotropie présentés par les couches d'oxyde anodiques de tantale et de titane. Ph. JOURDAIN, J. POMPEI 382

Piézorésistivité d'éléments diffusés en silicium. M. GRANVEAUD, P. MALSAN 392

Diffusion dans les semiconducteurs par entraînement d'une impureté en phase gazeuse. G. RATCLIFF 402

Conception et réalisation d'une logique DTL. M. BRUNET, C. CHAPRON 410

Nouvel aspect de l'intégration à une large échelle H. WOLF, K. GREENOUGH 418

Filtres actifs RC réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés. G.F. SABBADINI, G.M. RIVA 427

Mémoire magnétique à gaufre. TRAN VAN KAI, P. MUNIER 436

Convertisseur statique alternatif à thyristors. Détermination des éléments de puissance. C. FOULARD 444

Fréquence de coupure. M. ARCISZEWSKI 451

Fréquence de coupure haute des montages usuels à transistors. J. PIGNARD 457

Les dispositifs à haute impédance à l'état solide. J.P. ŒMICHEN 470

L'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz sur support bon marché. J. PÉRILHOU, M. AUPHAN, D. TAUPIN 483

Problèmes électroniques en horlogerie. J. JOUANNIC 497

Relations entre signaux et bruits dans les voies photoniques de communication optique à modulation d'impulsions. V.J. MAKKAVEYEV 503

Correspondance 512

Vie de la Société 527

Informations, Documentation technique, Communiqués 536

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
M.P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).

Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922† Le Duc Maurice de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923† H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924† R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925† J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926† E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930† Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 † C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932† P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933† L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 † Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937† F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938† P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 † L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946† R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 † R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef de la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métier
1956† R. RIGAL, Ingénieur des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.
1959 P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1960 L'Ingénieur Général A. ANGOT.
1961 Le Général de C.A. J. GUERIN.
1962 B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1963 G. LEHMANN, Directeur Scientifique de la C.G.E.
1964 L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.
1965 P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.
1966 G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT, Ingénieur des Télécommunications.

MEMBRES D'HONNEUR

† Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabrications Radioélectriques Marocaines
M. Léon BRILLOUIN, Professeur honoraire au Collège de France, Membre de la National Academy of Sciences (USA).
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut, Directeur Général du Centre National de la Recherche Scientifique.
† M. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Etudes de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
M. Dennis GABOR, Imperial College of Science and Technology.
M. Janusz GROSZKOWSKI, Membre de l'Académie Polonaise des Sciences.
M. Pierre JACQUINOT, Directeur Général du C.N.R.S.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
M. Alfred KASTLER, Membre de l'Institut, Professeur à la Faculté des Sciences, Laboratoire de Physique, Ecole Normale Supérieure, Prix Nobel de Physique 1966.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydraulique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.
M. Vladimir K. ZWORYKIN, Vice-Président d'Honneur de R.C.A.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

MM.

J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à l'O.R.T.F.
R. WAHL, Directeur à la Société Intertechnique.

WRH

DES RADIOÉLECTRICIENS

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. GAUDFERNAU	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur à la C.G.E.I. Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W.
Cl. DUCOT, Directeur Technique Adjoint aux LEP
Ch. DUFOUR, Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

M. BOUIX, Professeur à la Faculté des Sciences de Rouen.
P. CHIQUET, Directeur de la Division Equipements au Sol du C.N.E.S.
J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications. Ingénieur à la C.F.T.H.
J. CSECH, Directeur du Groupement Automatisme de la CITEC.
B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
M. DOIREAU, Chef du Département d'Electronique Générale au C.E.N. - Saclay.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.F.R.S.

M. BERNARD, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
J.-P. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny.
D. COULMY, Ingénieur en Chef des Télécommunications d'Armement.
J. DELVAUX, Ingénieur en chef à la C.F.T.H.-H.B.
G. HANSEN, Directeur du Centre Technique UER - Bruxelles.
B. KARAFAKIOGLU, Professeur Université Technique d'Istambul.
J. LE MEZEC, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
A. SORBA, Attaché de Direction à l'E.S.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

NUMÉRO SPÉCIAL DE L'ONDE ÉLECTRIQUE :

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT EN FRANCE

numéro 482, mai 1967

Sommaire de ce numéro

EDITORIAL, par M. AIGRAIN

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

A) **Structure et Evolution**

— Tableau d'ensemble.
— L'électronique dans les UIT, par P. Laurent.
— Le club des professeurs d'électronique. La maîtrise EEA.
— Les grandes écoles d'ingénieurs.
— Le recyclage en électronique.

B) **Tendances nouvelles**

Aspects pédagogiques de l'enseignement de base

— Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors, par J. Fagot.
— Des tripôles relais comme circuits actifs (ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors), par M. Buile Bodin.
— Méthode pédagogique adaptée à l'enseignement technique supérieur dans une grande société d'électronique, par J. Ortusi.

Aspects expérimentaux

— Une calculatrice de démonstration à usage didactique, par G. Hebenstreit.
— L'enseignement des techniques numériques et de l'information, par V. Cordonnier.
— Aspect expérimental de l'enseignement de l'électronique, emploi de maquettes didactiques, par M. Fontaine et M. Nicole.
— Les cours d'électronique par correspondance à l'Électricité et au Gaz de France, par M. Chapuy.

Moyens audio-visuels et enseignement programmé

— L'enseignement programmé de l'électronique par A. Kirchberger.
— Une expérience de l'ORTF en matière d'éducation professionnelle des adultes. Les cours professionnels télévisés, par M. Kévorkian.
— L'apport des films dans l'enseignement de l'électronique, par P. Paci.

Electronique et micromécanique

— Condition et utilité du dialogue mécaniciens électroniciens, par P. Mesnage.

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT

— Réflexions sur les apports de l'électronique à l'enseignement, par M. Nozières.

Moyens Audio-visuels

— Pédagogie et télévision, par R. Pontillon.
— Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur. Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers, par J. Gaultier.
— Deux ans d'expérience de cours télévisés dans une entreprise, par G. Vasselo.
— La polyvision, par M. Sollima.
— L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement, par M. Pages.

Documentation

— Un système de documentation automatique à l'échelle européenne, par R. Dubon.

L'effort français dans le domaine des machines à enseigner

— Un des apports de l'électronique à l'enseignement. Les machines à enseigner, par A. Kirchberger.
— Une nouvelle génération de machines pédagogiques, par H. Soubiès-Camy.
— Dispositif électronique d'aide à l'enseignement, par J. Borne.
— La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle (Mitsi), par E.J. Diuzet.
— Les calculateurs dans l'enseignement, par J.L. Moreuil.
— Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur, par P. Soulier.

Divers

— L'aide de l'électronique aux handicapés physiques, par E. Weygand.

BULLETIN DE COMMANDE

à adresser aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris 6e, avant le 24 avril 1967

Je, soussigné .....
Firme .....
Adresse .....
déclare souscrire à ..... exemplaires du Numéro spécial de *l'Onde Electrique* consacrée à :

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE
ET L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT
EN FRANCE

au prix spécial de souscription de 8 F l'exemplaire. (Le prix de vente en librairie étant de 10 F) que je règle à l'ordre des Editions Chiron.

a) par chèque bancaire ci-joint,
b) par versement au C.C.P., PARIS 53.35, Editions Chiron, Paris.

Date :
Signature :

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ENCAPSULATION PLASTIQUE ★ TECHNOLOGIE TRANSITOR ★ FILM MINCE ★ CIRCUIT INTÉGRÉ HYBRIDE ★ FIABILITÉ

TRANSISTORS « ENROBÉS PLASTIQUE » POUR CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES. RÉALISATION ET FIABILITÉ, par R. COCHAIN, D. HENRI et J.P. RIOULT. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 349 à 357).

Jusqu'à présent, les circuits intégrés hybrides ont vu leur développement ralenti par le manque d'éléments actifs compatibles avec la technologie des films minces. L'article résume les travaux effectués pour aboutir à la réalisation de transistors « enrobés plastique » particulièrement bien adaptés aux circuits intégrés hybrides.

Les dispositifs se présentent sous forme d'un parallélépipède (2 × 1 × 1,4 mm) possédant trois sorties coplanaires soudables dont les dimensions et la disposition facilitent la manipulation et la fixation sur le circuit.

Un contrôle rigoureux des conditions de réalisation a permis d'obtenir une bonne fiabilité, que des essais de longue durée ont permis d'évaluer.

L'industrialisation de diodes et de transistors réalisés selon la technologie décrite est déjà entreprise. Elle conduit à un bas prix de revient.

TRANSISTORS TRÈS HAUTE FRÉQUENCE ★ TECHNOLOGIE

ÉTUDE D'UN TRANSISTOR TRÈS HAUTE FRÉQUENCE par J. BELMAS et J.P. PESTIE. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 368 à 374).

Afin de réaliser, en circuit hybride, un amplificateur de 60 MHz de bande, un transistor présentant un produit gain en courant - bande passante (F_T) supérieur à 2 GHz a été étudié. Les difficultés technologiques liées aux faibles profondeurs de diffusion (inférieures au micron) et aux dimensions réduites de géométries de surfaces sont exposées, ainsi que les solutions qui ont été apportées. Enfin les performances obtenues sont présentées.

COUCHES MINCES ★ OXYDES DE TANTALE TITANE ★ ANISOTROPIE ★ CROISSANCE EN ÉPAISSEUR

ANISOTROPIE DANS LES COUCHES MINCES D'OXYDES ANODIQUES DE TANTALE ET DE TITANE, par Ph. JOURDAIN et J. POMPEI. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 382 à 391).

Un certain nombre de phénomènes constatés sur les condensateurs utilisant comme diélectrique des couches minces d'oxydes anodiques de tantale et de titane lors de leur formation ou de leur utilisation, nous ont conduit à étudier leur comportement sous l'action de différentes contraintes électriques et à proposer un modèle.

Des mesures optiques effectuées aux différents stades de la formation de ces couches ont révélé une anisotropie dans le sens de l'épaisseur.

Cette anisotropie a été confirmée par des mesures de caractéristiques électriques et photo-électriques à diverses températures.

Le modèle proposé fait appel à l'existence d'une jonction ionique graduelle P/N évoluant vers le type P/I/N, quand l'épaisseur de la couche augmente.

Certaines analogies avec un transistor ont été signalées. Une technique de réorganisation par champ électrique est utilisée pour réduire l'anisotropie de telles couches.

Enfin, il semble y avoir accord entre le modèle proposé et les hypothèses avancées à propos du processus de l'oxydation anodique.

TRANSISTORS PLANARS ★ SILICIUM ★ PROTECTION MÉTALLIQUE ★ FAIBLE BRUIT ★ STRUCTURE MOS

LES TRANSISTORS PLANS SILICIUM A PROTECTION MÉTALLIQUE, par R. CARTON et E. TONNEL. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 358 à 367).

A la suite des études entreprises au Laboratoire de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F. à Puteaux sur les états de surface et des conclusions relatives aux structures MOS (Métal Oxyde de Silicium) et à effet de champ, on examine les résultats obtenus lors de la mise en œuvre industrielle d'une protection métallique dans la fabrication des transistors plans.

On montre les améliorations apportées par cette technique sur les performances des éléments à faible bruit BF et les conséquences avantageuses de cette stabilisation des potentiels de surface sur les contraintes en tension (blocage ou fonctionnement à tension élevée).

On appréciera les possibilités nouvelles que cette technique met à la disposition du fabricant de semiconducteurs sur le plan des performances et de la fiabilité.

COUCHES MINCES ★ OXYDES TITANE TANTALE NIOBIUM ★ CROISSANCE EN ÉPAISSEUR ★ CAPACITÉ SPÉCIFIQUE ★ RENDEMENT ÉLECTROCHIMIQUE

SUR LA NATURE ET LES PROPRIÉTÉS DE COUCHES MINCES DIÉLECTRIQUES PRÉPARÉES PAR OXYDATION ANODIQUE DE TITANE, DE TANTALE ET DE NIOBIUM, par F. KOVER, Melle M.J. MUSSELIN. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 375 à 381).

Une étude comparative de l'oxydation anodique du titane, du tantale et du niobium dans différents électrolytes a été effectuée en vue de la préparation de couches minces diélectriques. On a constaté qu'il existe plusieurs oxydes anodiques pour chacun de ces métaux, et que les conditions expérimentales de préparation exercent une influence considérable sur leurs propriétés. Une importance toute particulière doit être attachée à l'état de la surface du métal avant l'oxydation.

Malgré leurs différences de propriétés physiques et chimiques, tous les oxydes anodiques étudiés présentent certaines caractéristiques communes. Par exemple, la capacité spécifique est toujours de l'ordre de 10 μF. V/cm² quels que soient les métaux et les électrolytes utilisés. La croissance de ces couches d'oxyde anodique s'effectue à l'interface oxyde/électrolyte par un mécanisme impliquant le transport du métal et l'immobilité de l'oxygène. On a déterminé le profil de la résistivité au sein d'une couche d'oxyde anodique de titane : la partie la plus résistante de la couche est localisée au voisinage de l'interface oxyde/électrolyte, sans qu'une jonction semiconductrice n'ait été mise en évidence au sein de l'oxyde anodique.

PIÉZORÉSISTIVITÉ D'ÉLÉMENTS DIFFUSÉS EN SILICIUM, par M. GRANVEAUD, P. MALSAN. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 392 à 401).

Dans le cadre d'un contrat notifié par la Direction des Recherches et Moyens d'Essais du ministère des Armées auprès de la société B.A.R.A., nous avons étudié la piézorésistivité d'éléments diffusés en silicium dans la gamme de température 77-420 °K.

Les résultats obtenus confirment deux points théoriques établis pour le silicium homogène ; ils ouvrent un grand champ d'application pour l'analyse des contraintes et les capteurs.

SUMMARIES OF THE PAPERS

PLANAR TRANSISTORS ★ SILICON ★ METALLIC PROTECTION ★ LOW NOISE ★ MOS STRUCTURE

SILICON TRANSISTORS WITH METALLIC PROTECTION, by R. CARTON and E. TONNEL. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 358 to 367).

Following research undertaken at the Laboratoire de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F. in Puteaux concerning surface conditions and conclusions relating to MOS (silicon oxide) structures and field effect, an account is given of the results obtained since the setting up of manufacturing arrangements for metallic protection in the fabrication of planar transistors.

An account is given of the improvements realised by this technique in the performance of low noise elements and the desirable consequences which arise from this stabilisation of surface potentials.

The new possibilities which this technique makes available to the manufacture of semiconductors will be appreciated especially in the field of performance and reliability.

THIN LAYERS ★ OXIDES OF TITANIUM TANTALUM AND NIOBIUM ★ INCREASE IN THICKNESS ★ SPECIFIC CAPACITY ★ ELECTRO-CHEMICAL OUTPUT

CONCERNING THE NATURE AND THE CHARACTERISTICS OF THIN DIALECTRIC LAYERS PREPARED BY THE ANODIC OXYDISATION OF TITANIUM, TANTALUM AND NIOBIUM, by F. KOVER, Melle M.J. Musselin. L'Onde Electrique MAR-APR 1967 (pp. 375 to 381).

A comparative study has been made of the anodic oxydisation of titanium, tantalum and niobium in different electrolites in connection with the preparation of thin dialectric films. There are various anodic oxides for each of these metals and the experimental preparation conditions exercise a considerable influence on their characteristics. A very special importance has to be attached to the condition of the metallic surface before oxydisation.

Despite their differences of physical and chemical properties, all the anodic oxides examined present certain common characteristics. For example, the specific capacity is always around 10 μF. V/cm^2 whatever the metals or the electrolites may be. The growth of these anodic oxide films occurs at the oxide/electrolite interface by a mechanism involving transferring the metal and leaving the oxygen unmoved. A determination has been made of the variation of resistivity in an anodic oxide titanium film. The highest resistance in the film is found in the neighbourhood of the oxide/electrolite interface without which a semiconducting junction would not have appeared within the anodic oxide.

PIEZORESISTIVE EFFECT ★ SILICON DIFFUSED ELEMENTS

PIEZORESISTIVE EFFECT OF SILICON DIFFUSED ELEMENTS, by M. GRANVEAUD, P. MALSAN. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 392 to 401).

Inside a contract betewen the Direction des Recherches et Moyens d'Essais and B.A.R.A., we studied the piezoresistive effect of silicon diffused layers in detail in the temperature range 77-420 °K.

The obtained results confirm two theoretical points established for bulk silicon. They open an important application field for stress analysis and transducers.

PLASTIC PACKAGING ★ TRANSISTOR TECHNOLOGY ★ THIN FILM ★ HYBRID INTEGRATED CIRCUIT ★ RELIABILITY

PLASTIC MOLDED TRANSISTOR FOR HYBRID INTEGRATED CIRCUITS. WORKING OUT AND RELIABILITY, by R. COCHAIN, D. HENRI et J.P. RIOULT. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 349 to 357).

Until now development hybrid integrated circuits has been slowed down by the lack of active elements compatible with thin film technology. This paper sums up the work which has been done to come off to making of « plastic molded » transistor fitting particularly well hybrid integrated circuits.

The devices are molded in a parallelepiped (2 × 1 × 1,4 mm) having three co-planar solderable leads, the size and the arrangements of which make handling and assembling easier.

A tight control of the operating conditions has lead to a good reliability, which endurance tests have allowed to evaluate.

Industrialization of diodes and transistors, according to the described technology, has already begun. It leads to a low cost price.

VERY HIGH FREQUENCY TRANSISTORS ★ TECHNOLOGY

AN ACCOUNT OF A VERY HIGH FREQUENCY TRANSISTOR, by J. BELMAS and J.P. PESTIE. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 368 to 374).

With the aim of designing in a hybrid circuit an amplifier having a passband of 60 MHz a study has been made of a transistor offering current gain with a passband (F_T) greater than 2 GHz. The technological difficulties associated with shallow diffusion layers (less than one micron) and with reduced surface geometry, are examined together with the solutions which have been found. Finally, the performance obtained is described.

THIN LAYERS ★ OXIDES OF TANTALUM TITANIUM ★ ANISOTROPY ★ INCREASE IN THICKNESS

ANISOTROPY IN LAYERS OF ANODIC OXIDES OF TANTALUM AND TITANIUM, by Ph. JOURDAIN and J. POMPEI. L'Onde Electrique MAR-APR 1967 (pp. 382 to 391).

A good deal of phenomena noticed about the capacitors having as dielectric thin films of anodic oxides of tantalum and titanium during their forming or use, have led us to study their behaviour, in respect to different electric strains and to propose a model.

Optical measures made in different stages of the formation of these layers have revealed anysotropy in thickness sense.

That anisotropy has been confirmed by measures of electrical and photoelectrical characteristics at many temperatures. In the proposed model, a PN gradual ionic junction involving towards a P.I.N. junction when the thickness of the layer is increasing, is submitted.

Some analogies with transistor have been pointed out. A processus of forming by electric field have been used in order to decrease anosotropy of such layers.

At last, it seems there is agreement between proposed model and the hypothesis made about processus of anodisation.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

SEMICONDUCTEURS ★ DIFFUSION D'IMPURETÉS ★ PHASE GAZEUSE ★ ÉTAT DE SURFACE

DIFFUSION DANS LES SEMICONDUCTEURS PAR ENTRAINEMENT D'UNE IMPURETÉ EN PHASE GAZEUSE, par G. RATCLIFF. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 402 à 409).

L'étude présentée ramène à une forme simple les équations classiques de diffusion.

L'expérience montre que ces simplifications sont acceptables dans les limites de température et concentration utilisées pour la fabrication de dispositifs semiconducteurs.

L'auteur insiste sur les différences entre les diffusions vers l'intérieur et vers l'extérieur et sur l'état de surface des pastilles utilisées.

MICROCIRCUITS ★ COUCHES MULTIPLES ★ INTÉGRATION MONOLITHIQUE

NOUVEL ASPECT DE L'INTÉGRATION A UNE LARGE ÉCHELLE, par H. WOLF et K. GREENOUGH. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 418 à 426).

En raison des nécessités de prix de revient et de performance, les micro-circuits deviennent de plus en plus complexes. Cette complexité accrue qui est accompagnée par une réduction de prix de revient de fabrication est rendue possible grâce à des réductions de dimensions des éléments actifs et passifs, des interconnexions à couche multiples et en transplantant une partie du circuit — surtout les ponts critiques — au boîtier. En conjonction avec les techniques d'assemblage « upside-down », une combinaison de toutes ces technologies conduit à l'intégration monolithique de sous-ensembles qui combinent les meilleures caractéristiques des conceptions ci-dessus ont été décrits. Actuellement, il ne paraît pas exister de limitation fondamentale à la complexité du circuit et du système, la limite supérieure à un moment donné étant surtout déterminée par des considérations de prix de revient de fabrication, par les procédés photolihtographiques, par l'état du contrôle de fabrication, sur toutes les étapes du procédé, par des limitations d'interconnexion à l'intérieur du sous-ensemble, par le besoin de découplage thermique et électrique de toutes les pièces critiques du sous-ensemble, par la possibilité de dissiper efficacement la chaleur engendrée par le sous-ensemble entier et par les considérations d'encapsulation en général.

MÉMOIRE ★ FLUX FERMÉ ★ FERRITE ★ FERROMAGNÉTIQUE ★ MÉMOIRE MORTE RAPIDE ★ PHOTOGRAVURE

MÉMOIRE A GAUFRE, par TRAN VAN KHAI et P. MEUNIER. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 436 à 443).

L'association d'une ferrite à haute perméabilité avec un film ferromagnétique a donné naissance à une nouvelle structure de mémoire à flux fermé.

La mémoire comprend essentiellement :

— un plan de ferrite portant deux familles de rainures orthogonales dans lesquelles sont logés les fils de commande et de prélèvement.

— un film ferromagnétique déposé par électrolyse sur un substrat de cuivre poli.

Les deux parties sont ensuite intimement assemblées.

Cette structure à flux fermé a les avantages suivants :

— bonne protection contre les champs parasites extérieurs

— courants de commande relativement faibles

— signal de sortie élevé

Sur le même principe, on a étudié un schéma de mémoire morte rapide. Dans la mémoire morte, les programmes facilement interchangeables, sont obtenus en photogravant le flux magnétique en des endroits voulus. Les UNS (ou les ZEROS) sont représentés par la présence (ou l'absence) du film magnétique au-dessus d'un croisement entre un fil de prélèvement et un fil de lecture.

LOGIQUE DTL

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE LOGIQUE DTL, par M. BRUNET et C. CHAPRON. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 410 à 417).

L'article décrit la philosophie et la méthode de travail qui ont été employées pour développer une famille de circuits diode-transistor logic (DTL). Les différentes étapes qui ont conduit à l'intégration des circuits sont exposées, en détail pour la porte simple, plus rapidement pour les autres circuits.

FILTRES ACTIFS RC ★ AMPLIFICATEURS INTÉGRÉS

FILTRES ACTIFS RC RÉALISÉS AVEC AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS INTÉGRÉS, par G.F. SABBADINI. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 427 à 435).

Dans cette note on passe en revue les principes fondamentaux de synthèse des filtres actifs RC.

Après avoir fixé les modèles mathématiques et physiques de départ, quelques exemples explicatifs sont donnés en employant l'amplificateur différentiel intégré μA 702.

THYRISTOR ★ CONVERTISSEUR ALTERNATIF-CONTINU

CONVERTISSEUR STATIQUE ALTERNATIF CONTINU A THYRISTORS. DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS DE PUISSANCE, par C. FOULARD. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 444 à 450).

L'auteur étudie mathématiquement les caractéristiques tension moyenne de sortie et ondulation d'un montage classique de convertisseur statique alternatif-continu à thyristors. Les courbes obtenues permettront à un projecteur de déterminer quelles valeurs attribuer à la tension d'alimentation, la self et la capacité de filtrage, connaissant la charge, la plage de variation de l'angle de commande, la tension moyenne de sortie et l'ondulation maximale désirée.

Les résultats mathématiques sont vérifiés pour un montage particulier.

FRÉQUENCE DE COUPURE ★ TRANSISTORS

FRÉQUENCES DE COUPURE DES TRANSISTORS, par H. ARCISZEWSKI. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 451 à 456).

L'article donne un aperçu sur les diverses définitions des fréquences de coupure des transistors. On montre ensuite qu'il est possible de déduire les diverses fréquences caractéristiques (f_1, f_T, f_{h21e}, f_{h21b}) dans une large gamme de fréquences, à partir de mesures relativement simples à fréquences peu élevées. Une application pratique de ce principe est illustré par une méthode de mesure détaillée.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

DTL LOGIQUE

CONCEPTION AND REALIZATION OF A DTL LOGIQUE, by M. Brunet and C. Chapron. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 410 to 417).

The paper describes the working philosophy and method which were used to develop a DTL circuits family. The different steps which have led to the integration of the circuits are exposed, in detail for the single gate, and shorter for the other circuits.

RC ACTIVE FILTERS ★ INTEGRATED AMPLIFIERS

RC ACTIVE FILTERS REALIZED WITH OPERATIONAL INTEGRATED AMPLIFIERS, by G.F. Sabbadini. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 427 to 435).

In this note the fundamental criteria of the syntesis of RC active filters are described.

Particularly quadratic and biquadratic functions have been investigated and exploited to make filters.

Some realization methods have been considered using integrated amplifiers. Some patterns have been studied relative to the errors introduced by the active elements used.

Finally typical examples of four filters using the new μA702 integrated amplifier have been described.

THYRISTOR ★ AC-DC CONVERTOR

DETERMINATION OF THE POWER ELEMENTS IN A STATIC THYRISTOR AC-DC CONVERTOR, by C. Foulard. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 444 to 450).

The writer studies mathematically the mean output and ripple voltages in the conventional assembly of a static thyristor AC-DC convertor. The curves which are obtained make it possible to arrive at the values to be given for the supply voltage, the inductance and capacity of the filters, knowing the lad, the range of variation of power factor, the mean output voltage and the maximum ripple desired.

The mathematical results are confirmed for a particular practical example.

CUT-OFF FREQUENCIES ★ TRANSISTORS

TRANSISTOR CUT-OFF FREQUENCIES, by H. Arciszewski. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 451 to 456).

The article defines the various cut-off frequencies of transistors. The writer describes that by means of relatively simple measurements at low frequencies, it is possible to find the various characteristic frequencies (f_1, f_T, f_{h21e}, f_{h21b}). A pratical application of this principle is illustrated with details by a method of measurement.

SEMICONDUCTOR ★ VAPOR SOURCE ★ WAFER SURFACE INFLUENCE

DIFFUSION IN SEMICONDUCTOR MATERIALS WITH A VAPOR SOURCE, by G. Ratcliff. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 402 to 409).

This study simplifies the well known diffusion equations.

Experimental study shows that these equations work within temperature and concentration limits used in semiconductor devices manufacturing.

The author emphasizes on difference between in and out diffusions and wafer surface influence.

MICROCIRCUITS ★ MULTILAYERS ★ MONOLITHIC INTEGRATION

A NEW ASPECT OF LARGE SCALE INTEGRATION, by H. Wolf and K. Greenough. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 418 to 426).

As a result of the influence of economics and requirements of performance, microcircuits have become more and more complex. This growing complexity, which is accompanied by a reduction of the cost of manufacture, becomes possible as a result of reductions in the size of the active and passive elements and also because of multi-layer inter-connections and the transfer of part of the circuit — above all the critical parts — to a container. In conjunction with the « upside-down » techniques of assembly, a combination of all these technologies leads to a monolithic integration of sub-assemblies which combines the best designed characteristics previously mentioned. At present there seems to be no fundamental limit to the complexity of the circuit or of the system, the upper limit at any given moment being dependent above all on considerations of manufacturing cost, photolithographic processes, manufacturing tests at all stages of the operation, by the limitations of inter-connection within the subassembly, by the need for the thermal and electrical decoupling and of the critical ingredients in the subassembly, by the need to dissipate efficiently the heat developed by the who sub-leassembly and by encapsulation considerations in general.

MEMORY ★ CLOSED FLUX PATH ★ FERRITE ★ FERROMAGNETIC ★ HIGH SPEED READ ONLY MEMORY ★ PHOTOETCHING

THE WAFFLE MEMORIES, by Tran van Khai and P. Meunier. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 436 to 443).

The use of high permeability ferrite to provide flux closure path in conjunction with a ferromagnetique film has resulted in an interesting new memory structure.

Two groups of perpendicular slots which are saw-cut into a polished ferrite plate, house the word, digit and senses lines. The storage medium, a ferromagnetic film which is electroplatad on to a highly polished copper substrate is then pressed on the ferrite slab.

Advantage is taken from this closed flux structure to ensure a good protection against external fields and to reduce the drive currents while maintaining a large sense signal.

A high speed, read only memory with easily changeable programm, has been derived from this structure, in which the ferromagnetic layer is partly removed by photoetching so as to form a pattern of dots according to a pre-etablished programm.

A one (or a zero) is stored at a cross-over of a sense and a word lines corresponding to the presence (or absence) of the ferromagnetic material.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

FRÉQUENCE DE COUPURE ★ TRANSISTORS

FRÉQUENCE DE COUPURE HAUTE DES MONTAGES USUELS A TRANSISTORS, par J. PIGNARD. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 457 à 469).

On exploite une méthode qui permet de définir avec une bonne précision la fréquence de coupure haute des amplificateurs apériodiques à large bande. L'originalité de cette méthode réside dans l'application de propriétés connues des polynômes en $p = jw$. En particulier, l'analyse des polynômes normalisés du second degré permet de prédire non seulement la fréquence de coupure, mais encore la forme de la courbe de réponse en amplitude en fonction de la fréauence. De ces deux considérations résultent des conditions aux limites. Ces conditions sont importantes car elles donnent une idée plus nuancée des performances, c'est-à-dire des limites d'utilisation.

Dans cet exposé, on assiste ainsi à l'étude de cinq montages à l'aide de cette méthode. Ces montages, les plus utilisés, sont :

- *le montage émetteur-commun*
- *le montage collecteur-commun*
- *le montage base commune*
- *le montage émetteur commun à contre-réaction d'intensité*
- *le montage émetteur commun à contre-réaction collecteur base.*

Les résultats sont commentés, puis réunis dans un tableau qui permet une vue globale des différentes possibilités.

HAUTE IMPÉDANCE ★ ÉTAT SOLIDE ★ TRANSISTORS EFFET DE CHAMP

LES DISPOSITIFS HAUTE IMPÉDANCE A L'ÉTAT SOLIDE, par J.P. ŒMICHEN. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 470 à 482).

Dans de nombreux cas, il est nécessaire de disposer de circuits à haute impédance d'entrée. Les transistors conventionnels à jonction permettent déjà de réaliser des impédances d'entrée dépassant le mégohm sans difficulté. On montre comment il est possible d'obtenir les impédances les plus grandes avec ces transistors. Passant au cas des montages à diodes, on explique le fonctionnement et les possibilités des montages à haute impédance utilisant une diode à capacité variable comme modulatrice de fréquence, puis des véritables amplificateurs paramétriques à diodes.

Dans le domaine de l'utilisation des transistors à effet de champ, on détaille les possibilités et les caractéristiques de ces derniers éléments ainsi que des circuits qui les utilisent. Ces circuits sont passés en revue, en commençant par les circuits analogiques, puis on donne quelques indications sur les circuits impulsionnels, dans lesquels une forte impédance est également utile dans bien des cas.

Une brève comparaison des possibilités des transistors à effet de champ à jonction et des transistors M.O.S.T. montre que ces derniers, permettant les impédances d'entrées maximales, doivent être réservés à certains cas précis et présentent des difficultés d'emplois pour certains montages impulsionnels.

ENREGISTREMENT DE FRÉQUENCES ★ SUPPORT

L'ENREGISTREMENT DES FRÉQUENCES DE 0 A 1 000 Hz SUR SUPPORT BON MARCHÉ, par J. PERILHOU. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 483 à 496).

On définit tout d'abord les limites du problème de l'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz ainsi que les paramètres essentiels y intervenant. On fait état des limites théoriques bornant les caractéristiques déterminées par le choix de telle ou telle solution possible.

On passe ensuite en revue la plupart des solutions pratiques connues apportées au problème, on en fait un examen théorique et pratique mettant en relief leurs avantages et leurs inconvénients respectifs.

A la lumière de cet examen, on accepte trois solutions originales étudiées et réalisées dans nos laboratoires, l'une concerne un enregistreur à jet de métal liquide, l'autre concerne un enregistreur sur papier électro-sensible et la troisième un système de visualisation immédiate des signaux enregistrés sur une bande magnétique, que celle-ci soit en marche avant, marche arrière ou en arrêt.

HORLOGERIE ÉLECTRONIQUE ★ DIVISEURS DE FRÉQUENCE

PROBLÈMES ÉLECTRONIQUES EN HORLOGERIE, par J. JOUANNIC. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 497 à 502).

L'emploi des procédés électroniques et notamment des transistors en horlogerie a visé jusqu'à présent la suppression des contacts de commande des balanciers électromagnétiques classiques battant la seconde ou une fraction notable de celle-ci. L'évolution de l'horlogerie vers des oscillateurs à fréquence sonore ou ultra sonore ouvre un champ nouveau d'application à ces procédés.

COMMUNICATIONS OPTIQUES ★ LASERS ★ MODULATION D'IMPULSIONS ★ RAPPORT OPTIMAL SIGNAL/BRUIT

RELATIONS ENTRE SIGNAUX ET BRUITS DANS LES VOIES PHOTONIQUES DE COMMUNICATION OPTIQUE A MODULATION D'IMPULSION, par V.I. MAKKAVEYEV. L'Onde Electrique, MAR-AVR 1967 (pp. 503 à 511).

L'auteur étudie dans cet article le rapport signal sur bruit et les probabilités d'erreurs de transmission dans les voies photoniques de communication optique par laser, dans le cas de modulation d'impulsion.

La discussion entraîne l'auteur à envisager les divers types de modulation possibles et il conclut en préconisant l'emploi de l'un ou de l'autre suivant le type et la puissance du laser utilisé.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RECORDING OF FREQUENCIES ★ MEDIUM

THE RECORDING OF FREQUENCIES FROM 0 TO 1,000 Hz ON A CHEAP MEDIUM, by J. PERILHOU. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 483 to 496).

There is first an account of the limitations which arise in the problem of recording frequencies from 0 to 1,000 Hz and of the basic parameters which are involved. An account is given of the theoretical limits arising from the characteristics determined by the choice of one solution or another.

There is then an account of various of the practical solutions which have been used for this problem with a theoretical and practical examination designed to bring out their respective advantages and disadvantages.

In the light of this examination three original solutions are adopted, which have been designed and developed in our laboratories. One is concerned with a recording using a jet of liquid metal ; the second involves a recording on electro-sensitive paper ; and the third is a system for the immediate display of signals recorded on a magnetic band, whether this is on forward travel, backward travel or motionless.

ELECTRONIC CLOCK-MAKING ★ FREQUENCY DIVIDERS

ELECTRONIC PROBLEMS IN CLOCK-MAKING, by J. JOUANNIC. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 497 to 502).

The use of electronic methods and notably of transistors in clockmaking has been aimed up to now at the elimination of control contacts in conventional electromagnetic balances marking the second or a substantial fraction of that. The development of clockmaking in the direction of oscillators at sound frequency or ultrasonic frequency opens up a new field.

OPTICAL COMMUNICATION ★ LASERS ★ PULSE MODULATION ★ OPTIMUM SIGNAL/NOISE RATIO

SIGNAL/NOISE RELATIONSHIP IN OPTICAL COMMUNICATION CHANNELS USING PULSE MODULATION, by V.I. MAKKAVEYEV. L'Onde Electrique. MAR-APR. 1967 (pp. 503 to 511).

In this article the author discusses the signal/noise ratio and the transmission error probability in optical communication channels using lasers and involving pulse modulation.

The writer goes on to discuss the various types of possible modulation and discusses the use of one or the other according to the type and the power of the laser employed.

CUT-OFF FREQUENCY ★ TRANSISTOR CIRCUITS

UPPER CUT-OFF FREQUENCY OF USUAL TRANSISTOR CIRCUITS, by J. PIGNARD, L'Onde Electrique MAR-APR 1967 (pp. 457 to 469).

This article gives a method of calculating with increased accuracy the upper cut-off frequency of wide band aperiodic amplifiers. The originality of this method lies in the application of known properties of polynomials in $p = jw$. In particular, by analysis of normalised second degrée polynomials not only can the cut-off frequency be predicted, but also the shape of the amplitude-frequency response curve. These two characteristics completely determine limite conditions and give a more detailled idea of the limits of use.

This article examines the five most commonly used circuits :

— common emitter
— common collecter
— common base
— common emitteur with current feed-back
— common emitter with voltage feed-back

Results are discussed and resumed in a table that gives an overall view of the various possibilities.

HIGH IMPEDANCE ★ SOLIDE STATE ★ FIELD EFFECT TRANSISTORS

HIGH INPUT IMPEDANCE SOLIDE STATE DEVICES, by J.P. ŒMICHEN. L'Onde Electrique, MAR-APR 1967 (pp. 470-482).

In many circumstances, it can be very important to dispose of very high input impedance circuits. The usual junction transistors are able to obtain input impedance up to several megohms without difficulty. It is explained how we can obtain hig input impedance with these transistors. Talking of diodes circuits, explanations are given of the design and functioning of high input impedance circuits using variable capacitance diode as frequency modulator, or using a parametric amplifier.

For use of field effect transistors, the characteristics and properties of FET's are given, including circuits using FET's. For these circuits, details are given on analog circuits, and on digital circuits too, in which high input impedance can be useful in many cases.

A brief comparaison of the capabilities of FET's and MOST's indicate that MOST's (which are able to give the maximum valeus of input impedance) must be used only in some definite cases and may present drawbacks for their use in some pulse circuits.

TRANSISTORS « ENROBÉS PLASTIQUES » POUR CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES *

Réalisation et Fiabilité

PAR

R. COCHAIN

Ingénieur au Département Normalisation de la Section d'Etude et Fabrication des Télécommunications Direction Technique des Armements Terrestres

D. HENRI et J.P. RIOULT

Ingénieurs Développement Physico-Chimique Centre Semiconducteurs de Caen, La Radiotechnique, COPRIM, R.T.C.

1. Introduction

1.1. Généralités

Si l'on considère les deux grandes familles de circuits intégrés, on constate que l'une d'entre elles (circuits intégrés à semiconducteur) permet d'obtenir facilement et économiquement des dispositifs actifs, par contre les éléments passifs souffrent de certaines insuffisances, l'autre (circuits intégrés en couches minces) possède des composants passifs d'excellente qualité, mais les transistors réalisés en laboratoire sont loin d'être suffisamment performants pour fournir des circuits valables.

Dans les applications aux calculateurs, la première catégorie trouve un domaine s'accommodant de ses particularités, la seconde est mieux adaptée aux circuits analogiques, dans la mesure où elle dispose de transistors d'excellentes performances.

L'étude visait l'obtention de transistors pour cette seconde famille et destinés à la réalisation de circuits intégrés hybrides. Une première approche pour résoudre ce problème consistait à insérer des transistors en boîtiers métalliques classiques parmi les éléments passifs en couches minces. Cette adaptation posait de nombreux problèmes.

En effet, les couches minces se développent sur un plan alors que le boîtier métallique pour transistor occupe un volume important. D'autre part la disposition des sorties ne se prêtait guère à la soudure sur des plages métallisées, et l'obligation de percer des trous dans un substrat verre ou céramique compliquait l'opération d'insertion.

Les objectifs de l'étude se définissaient à partir des inconvénients énumérés.

1.2. Objectifs

Compte tenu de ce qui précède, on peut tracer rapidement la silhouette du dispositif nécessaire à la réalisation de circuits intégrés hybrides.

1° Sorties coplanaires,
2° Facilité de positionnement et de soudure dans les réseaux passifs en couches minces,
3° Transistors ayant de bonnes performances,
4° Faible encombrement,
5° Bonne fiabilité,
6° Faible prix de revient.

Au démarrage de l'étude, seules deux solutions permettaient a priori de satisfaire une grande partie de ces exigences :

— transistor à boules « flip chip »,
— transistor enrobé de plastique :

Voir tableau I.

1.3. Choix d'une solution

Du tableau 1, où nous comparons les deux solutions envisagées, il ressort que le faible volume du transistor « Flip Chip » est contrebalancé, pour l'application envisagée, par de nombreuses sujétions.

La solution retenue fut donc celle de l'enrobage plastique.

* Etude réalisée sous contrat SEFT n° 504/203/50.

TABLEAU I. — **Comparaison des deux solutions envisagées**

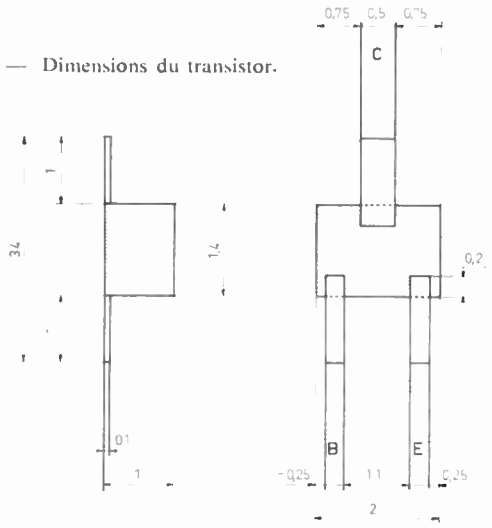
« Flip Chip »	Enrobage plastique
Généralités	
Transistors développés pour l'application couches minces et nécessitant des études physiques spécifiques pour chaque type.	Transistors issus des mêmes chaînes de fabrication que ceux destinés aux applications usuelles.
Technologie	
1. Le contact collecteur du transistor doit être ramené sur la face supérieure du cristal « plan ». Ceci impose une technologie de diffusion spéciale, limitant certaines performances (capacités, tensions de saturation, dissipation maximale), voire même rendant impossible la réalisation de certains types. 2. La technologie des prises de contact nécessite : — l'application et le recuit de trois couches successives de verre, — l'évaporation sous vide de quatre couches de métaux différents, — la mise en place de billes pour la prise de contacts [1]. Ceci est réalisé sur un disque de silicium comportant plusieurs centaines de dispositifs.	1. La structure est rigoureusement identique à celle des transistors « plans » classiques. L'encapsulation a peu d'influence sur les performances (en particulier la puissance maximale dépend essentiellement de la manière dont on fixe le transistor sur le film mince et de la nature du substrat). 2. Le montage sur peigne peut être fait par les méthodes habituelles sur les mêmes machines de montage et à la même cadence que pour les versions en boîtier métallique. L'enrobage est la seule nouvelle technologie. Actuellement réalisée par coulée, le coût de cette opération pourrait être notablement diminué en utilisant la technique de transfert.
Contrôle final	
Les mesures finales posent un gros problème du fait des dimensions très réduites du dispositif terminé et de sa symétrie. L'utilisation d'une machine automatique perfectionnée apporte une solution rentable pour des séries importantes.	Pour les mesures finales, la manipulation se fait sur 22 dispositifs solidaires. L'emploi des machines courantes de mesure est possible grâce à l'adjonction d'un pied de mesure simple, permettant en outre de différencier (par un point de couleur) les diverses catégories dérivant d'un même type de cristal.
Utilisation	
1. Volume utile : $<0{,}5$ mm^3 2. Positionnement délicat du fait que les contacts sont situés sous le cristal donc invisibles par dessus et que les dimensions sont très réduites.	1. Volume utile : 2,8 mm^3+connexions (TO 46 : environ 58 mm^3+connexions perpendiculaires à l'embase). 2. Possibilité de réaliser un croisement d'interconnexion par passage d'un conducteur sous le transistor et entre ses connexions. 3. Reprise possible d'une soudure défectueuse.

1.4. PRÉSENTATION DU TRANSISTOR

1.4.1. *Caractéristiques dimensionnelles*

Le transistor se présente sous forme d'un parallélépipède de $2 \times 1{,}4 \times 1$ mm^3 possédant trois connexions coplanaires soudables à l'étain, ou électriquement (fig. 1 et 2).

FIG. 1. — Dimensions du transistor.



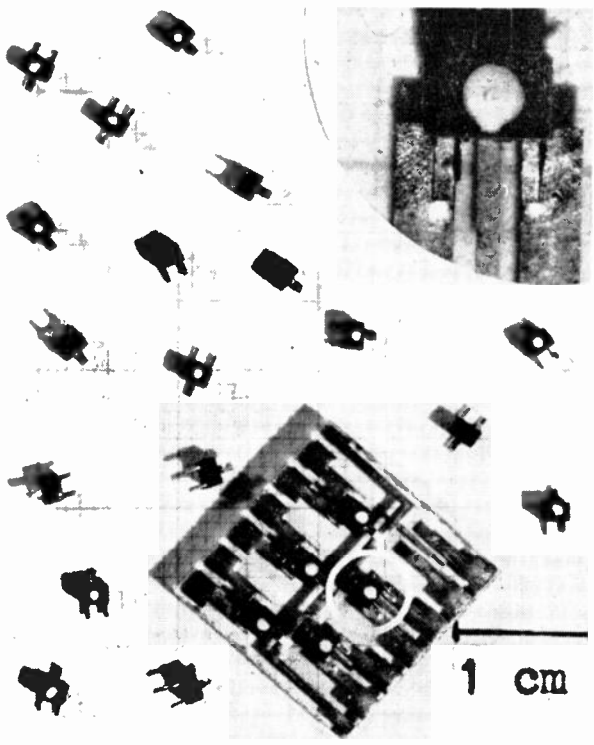


FIG. 2.

1.4,2. *Types réalisables*

Seuls des transistors réalisés par diffusion dans du silicium suivant la méthode dite « plane » peuvent actuellement être montés suivant cette technologie. Les cristaux étant prélevés dans les chaînes classiques de fabrication, la diversité des types n'est limitée que par les dimensions du cristal que l'on peut placer dans le volume défini précédemment. La dissipation dépend très fortement des possibilités d'évacuation calorifique du substrat et du mode de soudure.

1.4.3. *Insertion dans le circuit*

Celle-ci est facilitée par la configuration des connexions de sortie, dont les caractéristiques sont les suivantes :

1° Elles sont toutes trois situées dans le plan d'une des faces du parallélépipède ;

2° Elles sont visibles du dessus et il est possible de les positionner aisément sur les plages métallisées ;

3° Elles peuvent être étamées pour permettre la soudure par simple passage un circuit film mince sur une plaque chauffante (température 150 °C à 170 °C, durée 30 s).

En outre la taille retenue permet une manipulation aisée sans outillage particulier et sans avoir à craindre une détérioration du cristal.

1.4.4. *Fiabilité*

Cette propriété sera traitée plus longuement dans la suite. Il faut cependant noter que l'enrobage du transistor ne doit pas être considéré comme une protection définitive puisque le circuit doit faire l'objet d'une protection globale. Il convient donc d'envisager la résistance à certaines conditions d'environnement, non pas du transistor isolé, mais après protection complète du circuit.

1.4.5. *Prix de revient*

La conception générale et le processus de réalisation de ce transistor permettent d'envisager un prix de revient très bas tout en garantissant une bonne fiabilité. Certaines améliorations envisagées permettront vraisemblablement d'en abaisser encore le prix.

2. Mise en œuvre et contrôle de la technologie

La technologie mise en œuvre s'apparente de très près à la technologie classique de montage des transistors plans.

Le boîtier métallique est remplacé par un peigne doré sur lequel les cristaux sont soudés. Les contacts émetteur et base du transistor sont reliés au peigne par thermocompression. Après cambrage des dents du peigne, les transistors sont enrobés dans une matière plastique puis étamés et mesurés.

On trouvera sur la figure 3, les différentes étapes du montage que nous allons maintenant décrire.

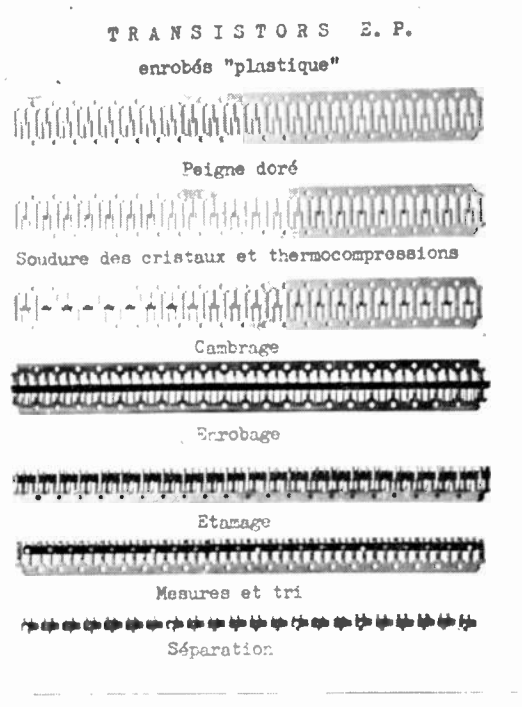


FIG. 3. — Différentes étapes du montage ; échelle 0,7.

2.1. PRÉPARATION DES PIÈCES

Chacun des éléments constitutifs du transistor doit avoir des caractéristiques précises et reproductibles si l'on veut pouvoir assurer un degré de fiabilité constant.

2.1.1. *Réalisation des peignes*

Les peignes sont obtenus par photogravure simultanée des deux faces d'une feuille de ferronickel de 0,1 mm d'épaisseur.

La précision de la gravure dépend de celle des clichés utilisés et de leur superposition. Elle dépend en outre de la qualité de l'attaque chimique et en particulier de l'appareillage mis en œuvre.

Après élimination de la laque photosensible, le ferronickel est doré par électrolyse. De la qualité de cette dorure, dépendent la tenue des thermocompressions et certains paramètres du transistor comme la tension de saturation (V_{CEsat}). Il est donc nécessaire de contrôler l'épaisseur et l'adhérence de l'or sur le ferronickel.

2.1.2. *Préparation des cristaux*

La reproductibilité dans la tenue mécanique des thermocompressions dépend de la qualité et de la propreté de l'aluminium constituant les contacts émetteur et base du transistor. Celle-ci ne peut être assurée que par une bonne maîtrise du processus de réalisation des contacts : conditions de dépôt et de recuit, épaisseur, aspect de l'aluminium. La préparation des cristaux avant montage ne doit pas altérer ces différentes caractéristiques.

2.1.3. *Conclusion*

En résumé, on notera que la propreté des pièces entrant dans la fabrication des transistors enrobés plastique — peignes, cristaux, fils de thermocompression — doit être maintenue tout au long du processus de fabrication, qu'il s'agisse du stockage, de la manipulation ou de la mise en œuvre. C'est là, une condition indispensable à l'élaboration d'un dispositif ayant une bonne fiabilité.

2.2. Assemblage des pièces

2.2.1. *Soudure du cristal*

Le cristal de silicium est soudé sur le peigne doré par formation de l'eutectique or-silicium* en atmosphère légèrement réductrice (azote + hydrogène).

L'opération s'effectue sur une machine de production ; les peignes, portés par un support, se déplacent cran par cran dans un four régulé à 450 °C. L'opérateur peut contrôler le travail effectué au moyen d'un microscope binoculaire (cristal carré de 0,4 mm de côté).

2.2.2. *Thermocompression*

Au cours de cette opération, il s'agit de relier électriquement les contacts émetteur et base (en aluminium) du cristal avec les dents correspondantes du peigne doré (fig. 4).

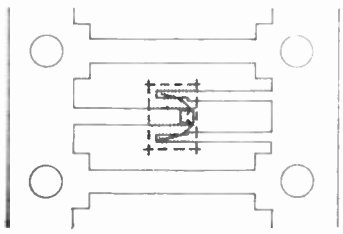


FIG. 4.

Cette liaison est réalisée par thermocompression d'un fil d'or ou d'aluminium de 25 μ de diamètre (action conjuguée de la température et de la pression).

La figure 5 explicite les différents types de thermocompression expérimentés. Celle-ci s'effectue avec un outil généralement en saphir ou en carbure de tungstène dont les mouvements sont commandés par un micromanipulateur.

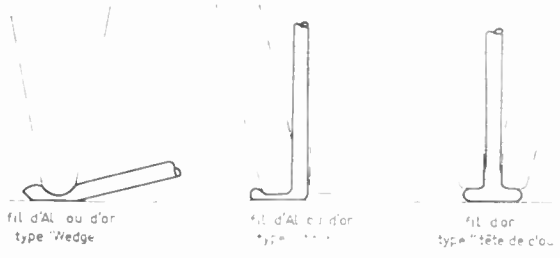


FIG. 5.

Les peignes portés par le support mécanique précédent, se déplacent cran par cran dans un four régulé à une température légèrement inférieure à celle de l'eutectique or-silicium de façon que les cristaux ne se dessoudent pas. La thermocompression est protégée de l'oxydation par une atmosphère légèrement réductrice (azote + hydrogène).

2.3. Protection mécanique et climatique

Le montage du transistor étant terminé, il reste à en assurer la protection mécanique et climatique afin de rendre possible la manipulation, la mesure et l'utilisation du dispositif dans de bonnes conditions.

2.3.1. *Laquage*

Après thermocompression, les transistors sont recouverts d'un vernis silicone qui diminue les courants de fuite I_{CBO} et I_{EBO} comme le montrent les essais de durée effectués (voir § 3.1.1).

2.3.2. *Cambrage*

Le cambrage des dents de peigne permet d'obtenir un transistor dont les connexions de sortie se trouvent dans le plan d'une des faces. Par ailleurs, cette opération assure au cristal une meilleure protection climatique et une bonne tenue mécanique des connexions.

Ce cambrage s'effectue sur un appareil schématisé sur la figure 6. Les 22 transistors d'un même peigne subissent simultanément le cambrage. Cette opération n'altère pas le rendement global de montage qui reste du même ordre de grandeur que celui couramment observé après les opérations de montage et d'encapsulation dans un boîtier classique.

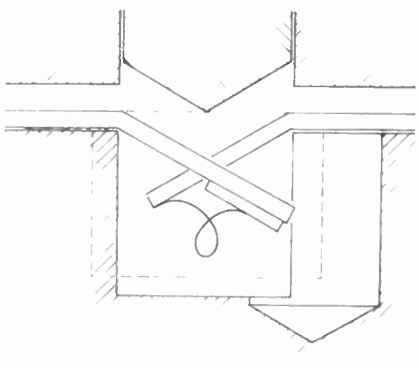


FIG. 6. — Appareil de cambrage (échelle 50)

2.3.3. *Enrobage*

Les transistors sont enrobés dans une résine époxyde thermodurcissable.

La résine liquide contenue dans un entonnoir s'écoule par gravité dans le moule, d'un bout à l'au-

* température de l'eutectique : 370 °C.

tre du peigne (fig. 7). Après polymérisation de la résine à 90 °C, le moule est ouvert.

Cette technique permet d'obtenir une géométrie bien définie.

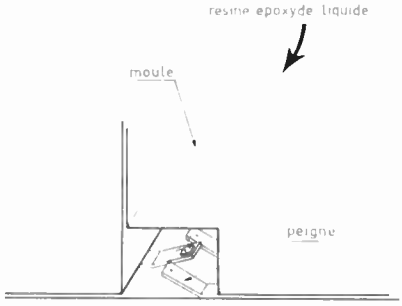


FIG. 7. — Moulage.

2.4. FINITION ET MESURES

2.4.1. *Sciage et stabilisation*

Après enrobage, on supprime, à l'aide d'un massicot, le talon du peigne qui relie émetteurs et bases.

L'enrobage se présentant sous forme d'un cordon continu d'époxy, il reste à le scier à intervalles réguliers à l'aide d'une paire de fraises disques afin d'individualiser les 22 transistors (fig. 8).

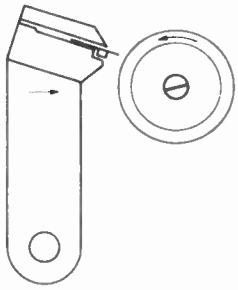


FIG. 8.

Sciage.

On peut alors achever la polymérisation de l'époxy à des températures supérieures à 90 °C sans craindre une déformation exagérée du peigne par suite du retrait de l'époxy. Ces traitements permettent de stabiliser les caractéristiques du transistor.

2.4.2. *Etamage*

Après stabilisation, les connexions sont « étamées » par l'eutectique étain-indium.

2.4.3. *Mesures et tri*

Le peigne comprenant 22 transistors est monté dans un pied de mesure mobile en translation et rotation (fig. 9). L'ensemble est déplacé cran par cran sous des touches de mesure reliées au circuit de mesure. Cet appareil permet la mesure des paramètres statiques et dynamiques ainsi que ceux de commutation.

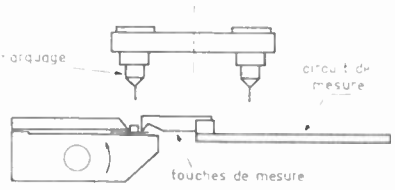


FIG. 9. — Pied de mesure.

La différenciation en mauvais et bons, ou éventuellement en plusieurs types, est faite par marquage à l'aide d'un point de couleur.

2.4.4. *Séparation*

Les mesures étant terminées, on coupe le deuxième talon du peigne et on élimine les transistors mauvais. Les transistors sont alors prêts à être montés sur circuit film mince.

2.5. MONTAGE SUR CIRCUIT FILM MINCE

Il s'effectue de la manière suivante :

1° Plonger le transistor à souder dans un flux de soudure liquide et le mettre en place sur le circuit préalablement étamé (plomb - étain par exemple).

2° Faire sécher le flux de façon à éviter tout déplacement du transistor au cours de la soudure.

3° Poser le circuit sur une plaque chauffante réglée à 170 °C, pendant 30 s environ (ce temps dépend de l'épaisseur et de la nature du substrat).

4° Rincer dans l'eau désionisée pendant 2 mn de façon à éliminer toutes traces de flux.

5° Sécher à l'air comprimé.

6° Etuver 3 h à 90 °C.

Dans ces conditions, la soudure résultante (alliage de Pb-Sn-In) a une température de fusion commençante de 150 °C. D'autres alliages peuvent éventuellement être étudiés.

3. Evaluation de la fiabilité

1. ETUDE PHYSIQUE DE LA FIABILITÉ

Les premiers essais de durée effectués ont fait apparaître deux défauts principaux :

— l'augmentation des courants de fuite des diodes émetteur-base et base-collecteur,

— la dégradation de la résistance en direct de la diode émetteur-base.

Nous allons examiner les moyens mis en œuvre pour résoudre ces problèmes.

3.1.1. *Diminution des courants de fuite*

Le laquage du cristal apporte une diminution des courants de fuite I_{CBO} et I_{EBO} des transistors. Ce phénomène a été mis en évidence avec différentes résines époxydes, au cours d'essais de vieillissement en fonctionnement continu (T_{amb} = 85 °C, Tj = 125 °C).

Par ailleurs, la stabilisation des dispositifs à 125 °C et 175 °C agit dans le même sens, comme le montre la figure 10.

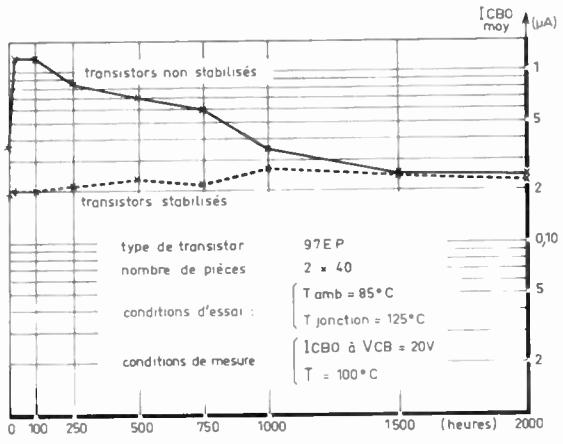


FIG. 10. — Variations du courant de fuite moyen CBO en fonction du temps de vieillissement en fonction continue.

3.1.2. *Evaluation de la qualité des thermocompressions*

L'analyse des transistors défectueux en essais de fiabilité met en cause la nature de la thermocompression bien plus que sa qualité, qu'il s'agisse de fil d'or ou de fil d'aluminium. En effet, du fait que l'aluminium et l'or ont des coefficients de dilatation linéaire différents de ceux des résines utilisées, les thermocompressions subissent des efforts tels qu'il peut y avoir rupture du fil. Il est donc indispensable de choisir le type de thermocompression mécaniquement le plus solide et d'en assurer la meilleure reproductibilité.

Au temps zéro, la tenue mécanique d'une thermocompression est caractérisée par sa force de rupture, c'est-à-dire la force qu'il faut exercer sur le fil de thermocompression pour le dissocier du contact émetteur ou base du cristal. Elle dépend du diamètre du fil, de sa nature (or ou aluminium), de l'outil de thermocompression, des conditions de thermocompression : température, force exercée sur le fil, environnement gazeux. Bien entendu, elle dépend également de la propreté : du fil, des cristaux, de l'outil et de l'environnement.

L'expérience acquise sur le montage des transistors du type 2N2368/69 en boîtier classique nous a imposé le choix du diamètre du fil : 25 μ. Ce diamètre est bien adapté à la géométrie du transistor.

1° *Influence de la température.* — La température de thermocompression doit être aussi élevée que possible. Si elle l'est trop, le cristal se dessoude ; si elle est trop basse, la tenue mécanique de la thermocompression est mauvaise. Pratiquement, la température sera choisie entre 330° et 350 °C, et régulée par un système électronique. La puissance de chauffage doit être suffisante pour pouvoir compenser rapidement la chute de température qui se produit au moment de l'introduction dans le four des peignes sur leur support.

2° *Influence de la force exercée.* — La force exercée sur le fil peut être contrôlée directement sur l'outil au moyen d'un peson. Elle peut l'être a posteriori sur la thermocompression, en mesurant l'écrasement du fil : largeur et épaisseur à l'endroit de l'écrasement. En fait, dans le cas des thermocompressions « wedge » et « stitch » (voir fig. 5) seule la corrélation écrasement du fil — force de rupture des thermocompressions est intéressante.

Si l'écrasement est exagéré (épaisseur inférieure à 3 μ), la force de rupture est très faible (moins de 0,01 N). Si l'écrasement est insuffisant (épaisseur supérieure à 10 μ), la thermocompression se décolle pour une force inférieure ou égale à 0,02 N.

La force exercée dépend, bien entendu, de la nature du fil : or ou aluminium.

Pour les thermocompressions tête de clou, il est plus facile de régler cette force, la plage de réglage étant plus étendue.

3° *Environnement gazeux.* — L'environnement gazeux est un paramètre important. Il conditionne le maintient des qualités de propreté et pureté du fil et des contacts du transistor.

Cet écoulement de fluide doit protéger l'opération de thermocompression de l'oxydation sans refroidir le four ni gêner le contrôle de l'opération sous microscope binoculaire. Il doit donc s'effectuer avec du gaz chaud en régime d'écoulement laminaire.

4° *Résultats.* — Avec le fil d'aluminium de 25 μ, les meilleurs résultats ont été obtenus avec le type « stitch ». La force de rupture obtenue est de 0,03 à 0,04 N.

Ce type de thermocompression exige une grande précision dans la reproductibilité des conditions de thermocompression.

Avec le fil d'or, les forces de rupture sont plus élevées (0,04 à 0,08 N). Cependant, du fait de la formation de composés intermétalliques, la tenue mécanique de ces thermocompressions se dégrade de façon aléatoire sous l'action du temps et de la température.

Les thermocompressions tête de clou sont nettement plus solides que les précédentes (force de rupture : 0,07 à 0,09 N). La formation de composés intermétalliques affecte assez peu leur tenue mécanique.

C'est ce type de thermocompression que nous avons retenu.

3.1.3. *Choix de la résine époxyde*

Pour étudier l'influence de l'enrobage sur la tenue mécanique des thermocompressions, nous avons effectué des essais de fatigue thermique constitués par des cycles de 10 mn (5 mn fonctionnement, 5 mn repos).

Durant un cycle la température de l'époxy varie entre 35 °C et 175 °C.

Cet essai permet de répéter les contraintes qui s'exercent sur les thermocompressions du fait des différences de coefficients de dilatation linéaire existant entre fil d'aluminium ou d'or et l'enrobage.

On trouvera dans le tableau II les résultats d'essais de fatigue thermique effectués sur trois résines ayant des coefficients de dilatation linéaire différents.

TABLEAU II.

	Type d'époxy	Nombre de cycles pour 20 % de défauts	Pourcentage de défauts pour		
			1 500 cycles	4 000 cycles	6 000 cycles
fil d'aluminium « stitch »	A	5 500	3 %	9 %	26 %
	B	3 500	2,6 %	26 %	arrêt
	C	1 000	33 %	arrêt	
fil d'or « tête de clou »	A	>6 000	4 %	8 %	8 %
	B	>6 000	0 %	0 %	4 %
	C	1 500	25 %	56 %	arrêt

Les meilleurs résultats ont été obtenus avec les thermocompressions tête de clou associées à l'époxy *A* dont le coefficient de dilatation linéaire est le plus proche de celui de l'or ($14{,}2 \cdot 10^{-6}\,°C^{-1}$).

Avec l'époxy *C*, dont le coefficient de dilatation linéaire est de $28 \cdot 10^{-6}\,°C^{-1}$, on peut observer un fort pourcentage de défauts; sur ceux-ci, on peut constater, après enlèvement de l'époxy, que les thermocompressions sur émetteur et base sont rompues au ras de la boule (fig. 11). Ayant vérifié que le cristal n'a subi aucune dégradation de ses caractéristiques électriques, on peut en conclure que le fil n'a pas fondu du fait d'un court-circuit mais que les contraintes qui se sont exercées sur les fils de thermocompression en ont amené la rupture. Ces contraintes sont d'autant plus élevées que le coefficient de dilatation linéaire est fort.

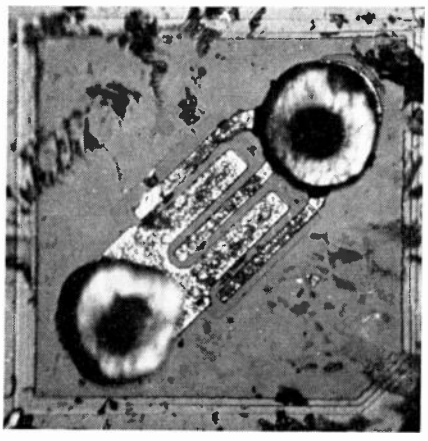


FIG. 11. — Transistor défectueux après un essai de fatigue thermique (l'enrobage a été enlevé).

3.2. Essais de réception

En fin d'étude, 250 transistors ont été soumis à des essais de réception suivant la séquence d'essais définie dans la spécification S.E.F.T. 131. Elle est donnée dans le tableau III.

Ce tableau appelle quelques remarques :

a) Pour le groupe A paragraphe 1.4, les caractéristiques électriques, mesurées comprennent : les paramètres des diodes en inverse (BV_{CBO}, BV_{EBO}, I_{CBO}, I_{EBO}) les gains en courant statique et dynamique (h_{21E} et h_{21e}), les tensions de saturation (V_{CEsat} et V_{BEsat}), les capacités en base à la masse (C_{22b} et C_{11b}), les paramètres de commutation (t, t_{on}, t_{off}).

b) Pour le groupe *B*, tous les essais (sauf celui de soudure sur circuit film mince *B* 2.2.1) sont effectués sur des pièces soudées électriquement sur circuit imprimé. Ces soudures sont renforcées à l'étain dans le but d'éliminer les défauts pouvant apparaître sur cette liaison, en particulier dans tous les essais climatiques. Remarquons également que l'essai de robustesse des sorties est sans objet pour ce type de dispositif.

Les paramètres électriques de contrôle mesurés avant et après chaque essai sont : le courant inverse de la diode base-collecteur (I_{CBO}) et le gain statique en courant (h_{21E}).

c) Les essais du groupe *C* sont destinés à évaluer la fiabilité. Le nombre de pièces est important (deux cents) et la durée de l'essai sera au minimum de deux mille heures (durée contractuelle). L'essai sera poursuivi au-delà, en vue d'accumuler plus d'heures-pièces.

C'est pourquoi cinq paramètres électriques seront mesurés à chaque époque : I_{CBO}, I_{EBO}, h_{21E}, V_{BEsat} et V_{CEsat}. Le paragraphe suivant montrera comment nous avons envisagé l'exploitation des résultats accumulés.

3.3. Exploitation des résultats d'essais de longue durée

A chaque époque de mesures, nous avons à transcrire cinq mesures de 4 chiffres significatifs pour 200 pièces. Si l'on considère le seul essai jusqu'à 2 000 h, cela fait 32 000 chiffres à traiter. Pour éliminer autant que possible les erreurs de lecture, d'écriture et de manipulation, nous avons mis au point un processus de mesure et de contrôle utilisant au maximum le traitement numérique des informations. Le schéma de la figure 12 donne l'organigramme des opérations.

Les circuits imprimés sur lesquels sont soudés dix transistors sont enfichés dans un connecteur, une

TABLEAU III. — **Essais de réception**

Groupes	*Essais*	*Nombre*	*Observations*
A	1.1. Aspect 1.2. Dimensions 1.3. Marquage	250	un point de couleur sur le dessus.
	1.4. Caractéristiques électriques	50	Ces 50 pièces sont prélevées parmi les 250 et mesurées suivant les caractéristiques publiées du type soumis à essai.
B	*sous groupe* 1 2.1.1. Vibration		trois cycles dans chaque direction, avec variation logarithmique de fréquence de 10 à 2 000 Hz, $\gamma = 10$ g max , durée = 20 mn.
	2.1.2. Variations rapides de température 2.1.3. Combiné climatique	10	CCTU 01·01A — 5/A de — 55 °C à + 85 °C CCTU 01·01 A 19/A chaleur sèche + 85 °C chaleur humide + 55 °C deux cycles.
	sous groupe 2 2.2.1. Soudure sur circuit film mince	5	Cet essai remplace l'essai de robustesse des sorties. Il est décrit au paragraphe 2.5. de l'article
	2.2.2. Chocs 2.2.3. Basse pression	10	CCTU 01·01 A — 8/A, décélération 50 g en 11 ms. CCTU 01·01 A — 6/20 mbar
	sous groupe 3 2.3. chaleur humide longue durée	10	CCTU 01·01 A 3/A. Température + 40 °C humidité relative 90 à 95 % durée 50 jours, avec points de mesure intermédiaires à 4, 10 et 21 jours.
C	*sous groupe* 1 3.1. vieillissement en stockage	15	température + 125 °C dans une chambre à air brassé.
	sous groupe 2 3.2. Vieillissement en fonctionnement continu	200	température ambiante 85 °C. Puissance dissipée : 80 mW (dépend du type soumis à essai) Mesures à 0,25, 100, 250, 500, 1 000, 1 500 et 2 000 h.

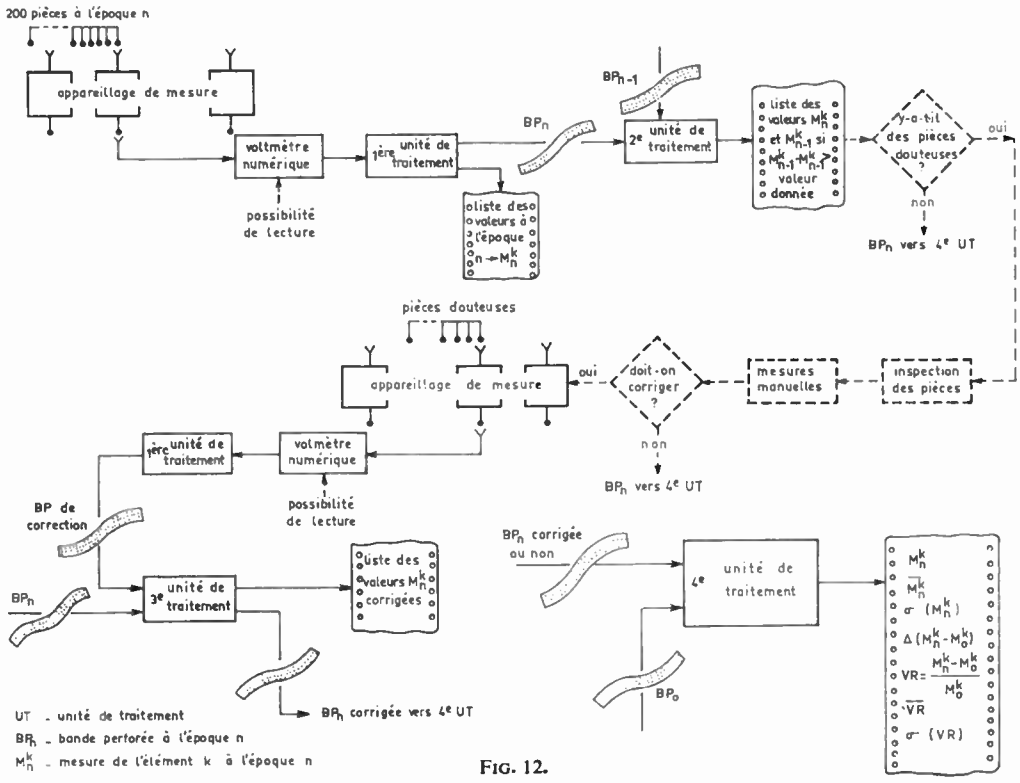


FIG. 12.

fois pour toute, c'est-à-dire que l'ensemble transistors - circuit imprimé - connecteur subit l'ensemble des contraintes.

L'appareillage de mesure est conçu de telle façon que chaque mesure, transformée en une mesure de tension sur voltmètre numérique, est introduite directement dans l'ensemble de traitement. Cet ensemble est constitué par un calculateur numérique universel Philips PR8000 dont la capacité de mémoire est de 16 000 mots de 24 digits.

Les « unités de traitement » correspondent à des programmes introduits dans le calculateur qui réalise :

a) l'enregistrement des données sur bande perforée,

b) la comparaison de la bande d'une époque donnée avec celle de l'époque précédente, avec impression de l'information lorsque la différence est supérieure à une valeur prédéterminée,

c) les corrections éventuelles.

Le contrôle des différences cité plus haut décèle les pièces qui paraissent avoir varié anormalement, cette variation pouvant provenir d'une erreur. Nous avons alors la possibilité d'examiner visuellement ces pièces (détection des défauts mécaniques extérieurs au transistor, par exemple mauvaise soudure électrique), de les mesurer manuellement et de corriger éventuellement la bande. L'erreur peut également provenir de l'interversion de connecteurs : elle est décelée immédiatement si elle intervient sur toutes les pièces d'une même dizaine.

La dernière unité de traitement nous donnera :

a) le nombre, le numéro, et les valeurs des mesures des pièces présentant des défauts ou des variations trop importantes. Pour ce faire, nous avons rangé les pièces en quatre catégories, une comportant les pièces bonnes, les trois autres les défauts suivant leur importance ;

b) une répartition cumulée de chaque valeur de mesure à chaque époque avec la valeur moyenne et l'écart-type ;

c) une cible cumulée des différences entre l'époque zéro et l'époque *n*, avec la valeur moyenne et l'écart-type (Mn^K,σMn^K) ;

d) une cible cumulée des valeurs relatives avec la valeur moyenne et l'écart-type.

Enfin, signalons que pour détecter un glissement éventuel des caractéristiques de l'appareillage de mesure, nous avons pris la précaution de conserver à la température ambiante 25 pièces pour servir de référence à chaque époque de mesure.

Comme une précédente étude nous l'avait montré [3], toutes les précautions prises pour éliminer les erreurs sont loin d'être superflues.

3.4. Résultats

Au moment de la rédaction de cet article, les essais de réception ne sont pas terminés. Le tableau IV donne cependant les résultats partiels que nous possédons déjà.

Tableau IV.

Essais	Nombre de pièces	Nombre de défauts
Vibrations	19	0
Combiné climatique	80	0
Chaleur humide de longue durée	20	0
Chaleur humide : essai cyclique (CCTU 01.01 A/4A sévérité 4)	70	0
Essai de soudure sur circuit film mince	5	0
Vieillissement en stockage (2 000h)	20	0
Vieillissement en fonctionnement continu (1 000 h)	200	0

4. Conclusion

L'intérêt de cette étude est d'avoir montré la possibilité d'utiliser dès maintenant des transistors plan au silicium, adaptés aux circuits intégrés hybrides.

Nous avons été conduits à effectuer une étude technologique assez poussée qu'il convient de poursuivre en vue de l'industrialisation.

Pour abaisser encore le prix de revient des dispositifs réalisés, nous envisageons actuellement le moulage par la méthode de transfert. Il reste, d'autre part à extrapoler cette technologie pour mettre à la disposition des utilisateurs non plus seulement une gamme de transistors, mais également des circuits intégrés au silicium.

L'exploitation complète des résultats d'essais devrait apporter des informations utiles pour l'évaluation de la fiabilité des ensembles. L'évolution se fera d'ailleurs vers une utilisation de plus en plus poussée du traitement numérique des informations.

***

Pour cette étude menée en liaison avec la S.E.F.T., nous tenons à remercier chacun des membres de notre groupe de travail, ainsi que MM. J. Arrazau, C. Chapron, D. Martineau, G. Mourgues, C. Simonet et C. Ternisien pour l'aide qu'ils nous ont apportée.

Enfin, nous sommes reconnaissants à MM. M. Brunet et J. Gaschi, respectivement Chef du Laboratoire Physico Chimique et Chef du Département Qualité et Fiabilité de La Rariotechnique Coprim, R.T.C., sous la direction desquels l'étude a été menée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Poupon Y. et Mehat C. — La fabrication automatique des circuits micromodules. *Automatisme* Tome X n° 7-8, juillet-août 1965.

[2] Mc Kinnon M.C. et Hoeckelman F. — Mechanical and electrical properties of thermocompression bonds. *Proceedings of the microelectronics symposium.* St-Louis section IEEE.

[3] Rapports techniques Radiotechnique au titre du contrat SEFT 501/240/50.

LES TRANSISTORS PLANS AU SILICIUM A PROTECTION MÉTALLIQUE

PAR

R. CARTON et E. TONNEL

Ingénieurs ENST

Laboratoire d'Etudes et de Développement
COSEM - St-Egrève

1. Introduction

Les transistors au silicium ont bénéficié, ces dernières années, de très importantes améliorations de performances et de qualités.

Nous donnons ici, après un bref rappel de ce que furent les principales étapes antérieures, une description de l'état actuel des modèles physiques qui orientent les développements de procédés de fabrication industriels, capables d'assurer à chaque structure, des performances intrinsèques supérieures, en même temps qu'une aptitude toujours meilleure à supporter sans dégradation, et même sans variation notable, des contraintes de plus en plus sévères. Nous croyons faciliter ainsi l'interprétation des publications très scientifiques ou... très publicitaires qui ont accompagné cette évolution.

2. Les étapes d'améliorations

Les premières productions importantes de transistors silicium diffusés, utilisaient la technique « mesa » (fig. 1), technique qui n'était pas alors propre au silicium.

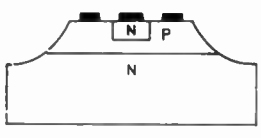
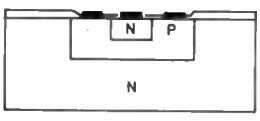


FIG. 1. — Mésa

Très vite, la recherche de moyens capables de localiser de façon précise les parties actives de l'élément (fig. 2) avec, pour conséquence, de meilleures performances électriques, imposait la nécessité d'un masquage des différentes diffusions.

FIG. 2. — Plan



A ce moment, apparut tout l'intérêt des propriétés de la silice. Elle permettait à la fois ce masquage et l'emploi des grandes possibilités offertes par les techniques de photogravure. Les zones actives étaient désormais définies en volume par les diffusions et en surface par les masques photographiques.

Il apparut alors que la silice, qui n'avait d'abord été qu'un moyen de fabrication, conduisait, lorsqu'on la laissait subsister en place au dernier stade, à une amélioration très marquée des performances électriques. Les limites des jonctions, régions déterminantes pour les propriétés de tous les types de transistors, étaient désormais sous l'oxyde, à la surface supérieure du pavé de silicium, et se trouvaient protégées contre les contaminations ultérieures, par la silice même qui avait servi à les définir.

Les paramètres les plus sensibles aux effets de la surface atteignaient alors des valeurs incomparablement meilleures que tout ce qui avait été obtenu jusque là :

— Courants inverses de jonctions $I_{CBO} \leqslant 10^{-9}$ A

— Gains statiques (à bas niveau de courant collecteur) $I_C \sim 10\ \mu$A $h_{21E} > 100$

— Facteur de bruit à basse fréquence ..... F_B quelques dB

En même temps, apparaissait la possibilité nouvelle de détecter en plaquette les éléments défectueux et de les éliminer avant montage : au total, les améliorations des rendements de fabrication donnaient un nouvel essor aux quantités produites.

La conservation des caractéristiques initiales en essais de durée de vie était, du même coup, très améliorée. Nos résultats font apparaître, comparativement aux transistors de la génération précédente

(mêmes conditions d'essais, mêmes critères de défauts), des taux de défaillances divisés par un facteur supérieur à 10 pour les défauts dus aux effets de surface.

L'examen des dégradations éventuelles dont les origines doivent être recherchées dans le matériau, les soudures et les connexions relèvent de travaux dont il n'est pas fait état ici.

Tels sont les résultats rapidement décrits de l'avènement de la technique plane : aboutissement de grand retentissement pour le développement de l'électronique dont les effets se manifestent actuellement sous la forme de volumes et de variétés constamment et très rapidement croissants de dispositifs : diodes, transistors, circuits intégrés, structures à effet de champ, etc.

Nous avons vu l'effet prépondérant sur cette évolution rapide de la réduction considérable de l'influence des effets de surface. Les laboratoires des principaux fabricants, et en particulier le Laboratoire de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F., poursuivant leurs importants travaux dans ce domaine, s'efforcèrent de dégager les modèles physiques qui permettaient de mieux comprendre les mécanismes des dégradations qui subsistaient évidemment sur les structures planes lorsque celles-ci étaient soumises à des épreuves très dures. Cette étude était tout particulièrement déterminante pour les structures nouvelles qui utilisent les propriétés mêmes de l'interface silice silicium pour leur fonctionnement : structures à effet de champ, tétrodes, etc.

Comme nous allons le voir, les connaissances acquises à ce titre étaient très utiles aux progrès des éléments plans plus classiques. Pour eux (transistors, diodes...) il s'agissait d'obtenir très régulièrement et de conserver inaffectées, les nouvelles performances de faibles fuites (I_{CBO}) grands gains (h_{FE}) à bas courant I_C, faibles facteurs de bruit (F_B) en basse fréquence, après des fonctionnements de très longues durées en régimes électriques variés, à des températures toujours plus élevées.

3. Le modèle MOS

Le dispositif MOS s'est imposé aux chercheurs comme dispositif d'étude lorsqu'ils ont tenté de dissocier les contributions respectives des quantités de charges et de leur mobilité dans les courants qu'ils observaient sur les structures à effet de champ.

Le dispositif est constitué (fig. 3) de la façon suivante :

1) Silicium de type P,
2) Couche d'oxyde de silicium,
3) Métallisation Al.

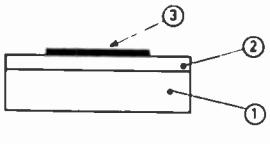


FIG. 3. — Dispositif M.O.S.

La couche de silice est obtenue par oxydation à haute température de la plaquette de silicium, la métallisation par photogravure d'une couche d'aluminium évaporée sous vide. A noter que ces processus sont ceux-là même qui sont utilisés pour la fabrication de transistors plans et qu'il est donc possible d'obtenir en même temps, sur une même plaquette de silicium, MOS et transistors, ce qui augmente l'intérêt des comparaisons en éliminant l'influence des différences non voulues.

La figure 4 représente, sous la forme d'un triangle, le MOS à côté d'un transistor. Le dispositif apparaît comme une capacité — 1 et 3 constituant les armatures, 2, le diélectrique.

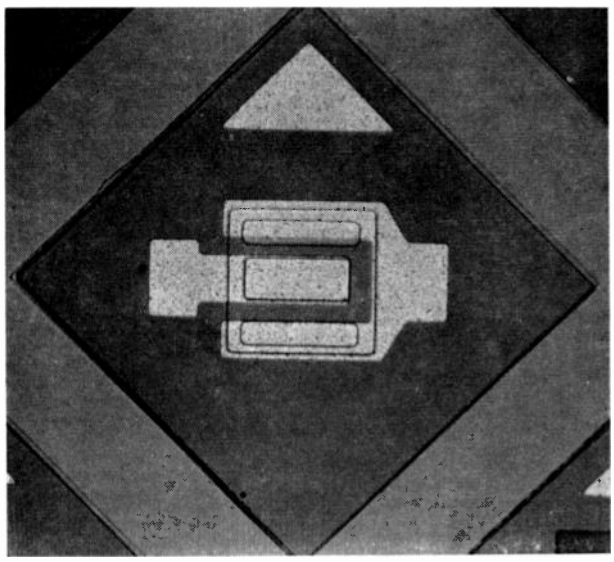
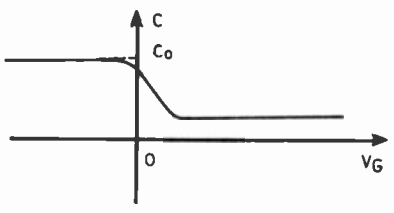


FIG. 4. — Transistor et M.O.S. associés.

L'étude de cette capacité en fonction de la tension $V_G = V_3 - V_1$ (fig. 5), à des fréquences de l'ordre de 100 kHz, s'interprète comme suit (fig. 6) :

FIG. 5.



a) Si $V_G \ll 0$, les trous sont accumulés à la surface du silicium. La capacité est alors C_0 correspondant à l'épaisseur du diélectrique X_0.

b) Si $V_G > 0$, les trous s'éloignent de la surface et les atomes accepteurs ionisés du silicium P apparaissent sur une profondeur X_a appauvrie en trous. La capacité diminue en proportion de l'augmentation X_A de l'épaisseur $X_0 + X_A$ du diélectrique, lorsque V_G augmente.

c) Si $V_G \gg 0$, des électrons, minoritaires dans le P, s'accumulent dans la zone appauvrie X_A et contribuent à équilibrer les charges en plus grand nombre sur l'armature d'aluminium.

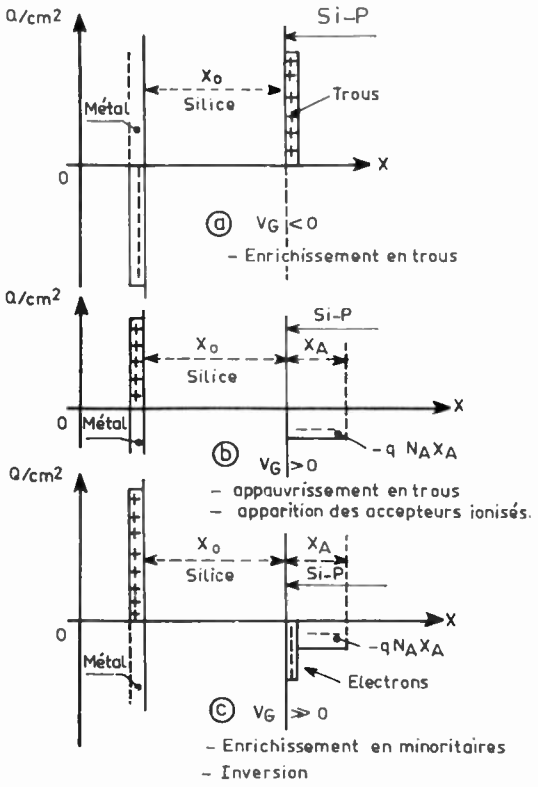


FIG. 6.

La zone d'appauvrissement X_A ne s'étend plus. La capacité reste constante lorsque V_G augmente. Il apparaît, à la surface du Si P, une couche dite d'inversion, due aux électrons qui, bien que minoritaires dans le P, confèrent à cette couche des propriétés du type N.

Cette interprétation est, entre autres expériences, confirmée par les phénomènes observés lorsqu'on fait varier la fréquence de mesure.

Lorsque l'on trace les courbes (2) et (3), figure 7, représentatives des capacités, en fonction de V_G, relatives à des MOS expérimentaux, on obtient effectivement l'allure de la courbe théorique (1).

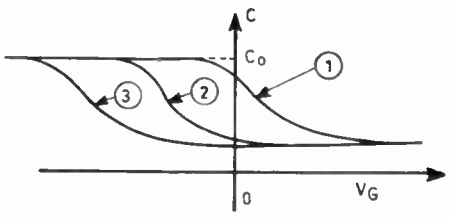


FIG. 7.

Les courbes (2) et (3) toutefois, se déduisent de (1) par des translations vers les $V_G < 0$ parallèles à l'axe des tensions. C'est dans l'étude des causes de ces translations que nous apparaîtra le grand intérêt du MOS. Ces translations sont toujours dans le même sens et correspondent à la présence de charges positives, dans la silice elle-même, constituées par Q_1 charges localisées à l'interface silice-silicium, et par des charges Q_2 réparties dans son volume et à la surface avec une certaine distribution de concentration $\rho(X)$, figure 8.

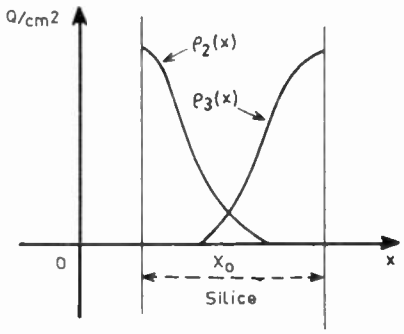


FIG. 8.

Les expérimentations faites à ce jour dans les différents laboratoires montrent que les charges positives Q_1 ont leur origine dans les défauts fixes de l'interface.

Ces défauts, mal connus, pourraient être principalement la conséquence des tensions mécaniques produites à l'interface lors des refroidissements subis par l'élément après sa fabrication à températures très élevées (1 200 °C) ou encore, dans un tansistor, provenir des perturbations apportées à l'interface lorsqu'on procède aux gravures nécessaires pour diffuser base et émetteur. Ces effets peuvent s'ajouter aux contaminations de l'oxyde au cours de sa croissance.

Les charges Q_2 pourraient être surtout apportées par des contaminations difficiles à éviter absolument, venues aux stades ultérieurs de fabrication : métallisations, découpe, soudures des connexions et encapsulation. Sous l'effet de températures élevées (stockages) ou de champs électriques (blocages) ou de fonctionnements à puissance maximale, ces charges Q_2 pourraient se déplacer et la distribution de leurs concentrations $\rho(X)$ dans la silice, évoluer. On peut, par exemple, (voir fig. 7) expliquer que, sur un même élément, on puisse avoir une translation de la courbe (2) à la courbe (3) à la suite, par exemple, d'un cas simple de réarrangement des distributions de concentration de charges $\rho_2(X)$ et $\rho_3(X)$ respectivement avant et après la contrainte.

On aurait (fig. 9) :

$$Q = \int_0^{X_0} \rho_2(X)\,dx = \int_0^{X_0} \rho_3(X)\,dx$$

et $$\Delta V_G = \varepsilon \int_0^{X_0} X\rho_2(X)\,dx - \varepsilon \int_0^{X_0} X\rho_3(X)\,dx.$$

La distribution finale ρ_3 produira une inversion pour une valeur V_{G3} plus négative que V_{G2} produite par la distribution initiale ρ_2, la différence étant précisément $\Delta V_G = V_{G2} - V_{G3}$. Ce ΔV a donc le même effet qu'aurait une charge constante et immobile à l'interface Q_1 telle que $Q_1/C_0 = \Delta V_G$.

Cette situation (fig. 9) peut être celle qui résulte de l'application simultanée d'une température et d'un

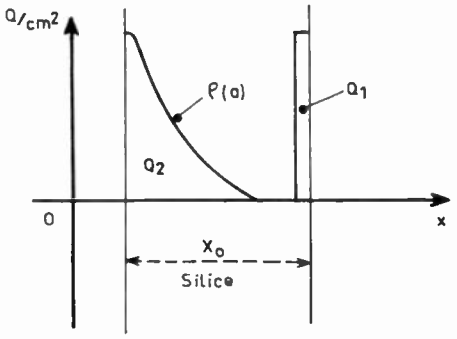


FIG. 9.

champ électrique. La migration due à la température s'explique par un mécanisme classique de diffusion, caractérisée par une constante de diffusion D; la migration due au champ, par une conduction caractérisée par une mobilité μ.

Ces mécanismes sont d'ailleurs réversibles, et un champ appliqué inverse peut restituer la distribution initiale et donc, expérimentalement, donner un ΔV_G positif à appliquer aux translations des courbes correspondantes de la figure 7.

4. Application aux transistors plans

Les phénomènes décrits ci-dessous permettent de mieux comprendre les résultats obtenus sur les transistors plans.

Observons les grandeurs les plus significatives des états de surface :

— Les courants inverses des jonctions $I_{CBO}-I_{EBO}$

— Les gains $h_{FE} = I_C/I_B$ à faibles valeurs de I_C (par exemple 100 μA)

— Le courant inverse I_{CEO}

— Le facteur de bruit F_B

L'action simultanée des températures et des champs électriques donne les résultats qualitatifs figurant dans le tableau I

La figure 10 représente donc une telle jonction plane et son raccordement en surface, sous l'oxyde. La ligne en trait plein représente la jonction, et les pointillés définissent les zones d'extension des charges d'espace. Ces zones délimitent les charges fixes du réseau, positives et denses du côté N (d'où une faible extension), négatives et moins denses du côté P (d'où une extension plus grande).

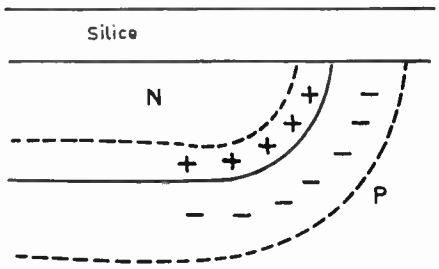


FIG. 10.

La présence des charges Q_2 en surface, modifie, dans cette région, l'extension de ces zones, et ceci d'autant plus qu'elles seront plus nombreuses dans la silice et moins nombreuses dans le silicium. Il en résulte le schéma de la figure 11.

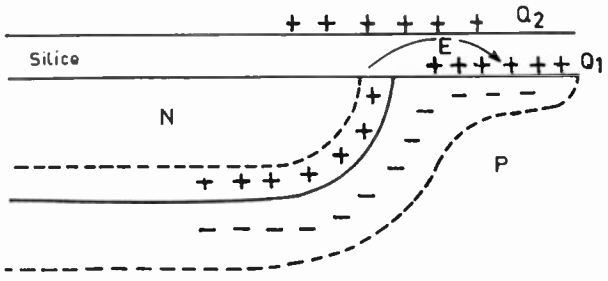


FIG. 11.

Ce schéma permet de comprendre mieux ce qui conditionne les valeurs initiales et les évolutions sous contraintes. Ainsi, à la limite, un transistor contaminé au stade final de sa fabrication pourra présenter des valeurs initiales bonnes et cependant une évolution ultérieure catastrophique. A l'inverse, une légère contamination à cœur de la silice, éventuellement subie aux premiers stades de la fabrication, donnant des Q_1 relativement élevés, mais en l'absence de Q_2, donnera des valeurs initiales médiocres mais une très bonne stabilité.

TABLEAU I

Transistor		I_{CBO}	I_{EBO}	I_{CEO}	h_{FE}	F_B
PNP	valeur initiale	élevée	faible	élevée	élevée	faible
	évolution	importante	faible	importante	faible	faible
NPN	valeur initiale	faible	faible	faible	moyenne	moyenne
	évolution	faible	importante	importante	importante	importante

Les valeurs initiales mettent en évidence la grande importance de la surface sur le collecteur des PNP et, à un moindre degré, sur la base des NPN. Les évolutions observées confirment ces tendances, et nous conduisent à étudier les zones P et, pour le PNP plus particulièrement, celle qui est à la plus haute résistivité, le collecteur.

De même, peuvent désormais être analysés les divers cas possibles de simultanéité ou de succession des contraintes, comme les effets comparés de la température et des tensions appliquées et de leur polarité.

Les mécanismes de diffusion, dus aux gradients des distributions de charges, et de conduction, sont l'un et l'autre accélérés par la température par l'intermédiaire des coefficients D et μ qui augmentent avec elle. Mais les réversibilités éventuelles des transferts de charges que nous avons évoqués plus haut ne peuvent s'expliquer que par l'effet des champs électriques appliqués et de leurs polarités.

Contrairement au dispositif MOS, toutefois, la présence des jonctions dans le transistor ne permet pas d'appliquer librement des tensions du même ordre de grandeur sur les zones N et P dans un sens et dans l'autre. De plus, la présence des jonctions sous-jacentes établit déjà, en l'absence de tension appliquée, un champ électrique E qui ne permet pas d'isoler le seul effet de la température.

4.1. Transistor NPN

Toutefois une certaine réversibilité peut être obtenue, par exemple dans une expérience de stockage à haute température *suivie* d'un blocage sur un transistor NPN

Les figures 12*a* et 12*b* montrent l'évolution des charges qui expliquent les phénomènes observés.

• 12*a* La température élevée (350 °C) produit une migration des charges dans l'oxyde qui provoque l'extension de la zone appauvrie en trous du Si P. La champ E et la diffusion s'allient pour étendre cette zone d'abord, et si la contamination est importante, conduit à une inversion qui peut s'étendre sur toute la surface de la base. Les symptômes mesurés seront successivement une diminution du gain h_{FE} (100→10), une augmentation du facteur de bruit F_B (2↗10 dB), symptômes qui seront de plus en plus accentués.

Lors de l'inversion totale, h_{FE} tend vers zéro, I_{EBO} et I_{CEO} atteignent le mA et le facteur de bruit augmente jusqu'à 20 ou 30 dB.

Ce dernier résultat ne saurait surprendre si l'on admet que, dans cette dernière mesure, le courant émetteur base est alors constitué pour une large part par un courant d'avalanche dans la zone d'inversion. Le mécanisme, surtout de diffusion, est ici relativement lent à s'établir.

• 12*b* Si la contamination n'est pas trop grande, la mise en blocage de la jonction émetteur-base, c'est-à-dire un renforcement du champ E par une tension extérieure, en augmentant l'extension de la zone de charge d'espace, peut avoir pour effet d'attirer et de localiser les charges au delà de la zone d'extension, au repos, et a fortiori en direct, par rapport à leur situation après 12*a*. Le mécanisme à base de conduction est ici relativement rapide et, de fait, dans certains cas, le transistor pourra voir son gain h_{FE} et son facteur de bruit restaurés très notablement, alors que I_{CBO} met en évidence le fait que la jonction collecteur-base est restée inaffectée. Une succession blocage-stockage peut également conduire à des investigations intéressantes ; le stockage pouvant être suivi par un fonctionnement en direct à fort niveau de la jonction. On observe également des dégradations suivies de restaurations partielles.

Une nouvelle confirmation de ces résultats est apportée par l'étude de la structure tétrode (fig. 13 et 14).

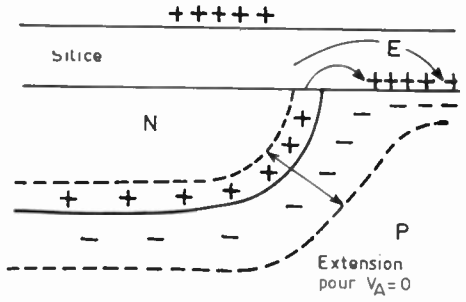


Fig. 12*a*. — Evolution des charges après stockage à 350 °C.

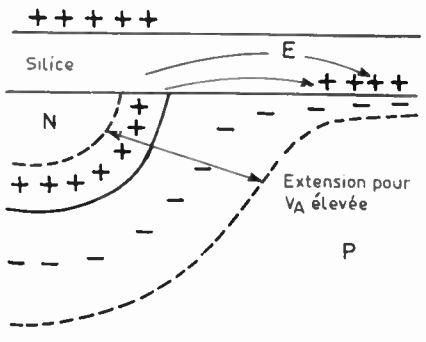


Fig. 12*b*. — Réarrangement des charges durant le blocage.

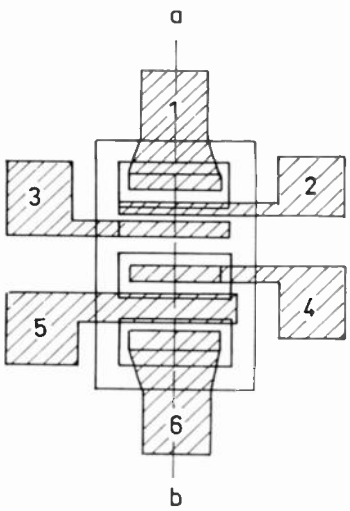


Fig. 13. — Tétrode et transistor à effet de champ associés.

Nous avons ici simulé la présence des charges dans la silice par une électrode supplémentaire, sur l'oxyde de la base. Le transistor et sa grille de commande (tétrode) est réalisé simultanément avec une structure à effet de champ.

Sans détailler ici tous les travaux que permet l'étude de l'ensemble de la structure, examinons

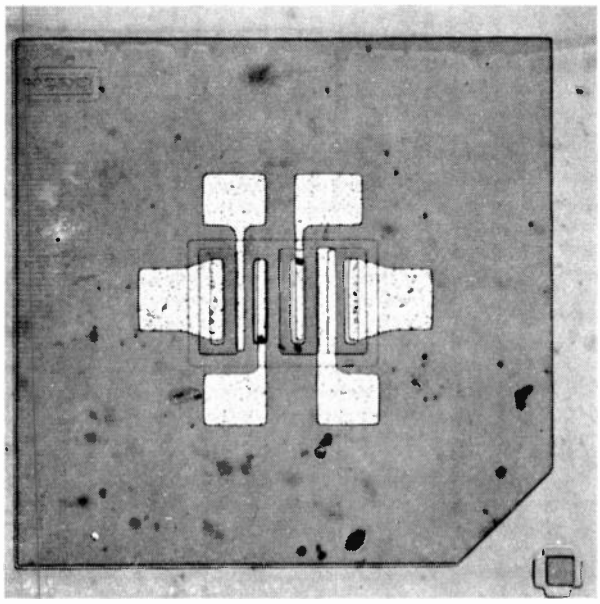
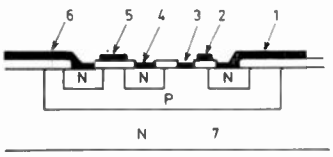


FIG. 14. — Tétrode et transistor à effet de champ associés.

les effets de la grille de commande sur le transistor NPN (fig. 15).



Tétrode		Effet de champ	
Emetteur	1	Source	4
Grille	2	Grille	5
Base	3	Drain	6
Collecteur	7		

FIG. 15. — Coupe *ab* (fig. 13).

• *a)* $V_G < 0$ Lorsque la grille 2 est négative par rapport à l'émetteur, on obtient une amélioration du gain h_{FE} à $I_C = 100\ \mu A$:

$$h_{FE} \nearrow \text{de 40 à 50 pour } |V_G| \nearrow -20\ V$$

• *b)* $V_G > 0$ Lorsque la grille est positive,

$$h_{FE} \searrow \text{de 40 à 4 pour } V_G \nearrow +60\ V$$

• *c)* $V_G \gg 0$ Lorsque V_G augmente, l'inversion s'étend à toute la base :

$$I_{CE0} \nearrow 1\ nA \text{ à } 10\ \mu A \text{ pour } V_G \nearrow +100\ V$$

Avec les données suivantes :

$$X_0 = 2 \times 10^{-5}\ cm,$$
$$N_A = 8.10^{18}/cm^3,$$

la tension d'apparition de l'inversion se situe aux environs de 70 V et la charge Q_S apparue dans le Si P,

$$Q_S = C_0 \times V_G = 1,7.10^{-8} \times 70 = 1,2.10^{-6} \text{ coulomb}$$

et $Q_S/q = 7,5.10^{12}/cm^2$, quantité de charges qui peut suffire effectivement à provoquer l'inversion localisée d'un milieu correspondant à :

$$N_A = 8.10^{18}/cm^3$$

4.2. TRANSISTOR PNP

Des constations analogues peuvent être effectuées sur les transistors PNP. Pour eux, l'exigence de haute tenue en tension inverse collecteur entraîne l'utilisation au collecteur d'un silicium P de haute résistivité. Les contaminations de cette région sont donc d'un niveau d'importance encore augmentée et, de fait, l'effet déterminant des effets de surface a retardé de quelques années l'apparition des PNP par rapport aux NPN sur le marché.

A leur propos, nous allons évaluer la charge Q_1/cm^2 qui résulte des mesures faites sur les MOS associés après une évolution poussée correspondant à la courbe (3) de la figure 7. Admettons qu'à ce moment toutes les charges intéressées soient accumulées au niveau de l'interface.

Nous obtenons :

$$\Delta V = 10\ V$$

$$C_0 = \frac{\varepsilon}{X_0} = 1,7.10^{-8}\ F/cm^2$$

d'où :

$$Q_1 = C_0 \Delta V = 1,7.10^{-7}\ C/cm^2$$

$$N = \frac{Q_S}{q} = 10^{12}/cm^2.$$

$\varepsilon = 3,5.10^{-13}$ F/cm dans la silice

$X_0 = 2.10^{-5}$ cm

$q = 1,6.10^{-19}$ C.

Pour éviter l'inversion, il ne faudrait pas utiliser une résistivité collecteur supérieure à 0,5 Ω·cm correspondant à des tensions maximales de l'ordre de 20 V.

Cette contamination N est à rapprocher de la quantité d'atomes en surface sur le silicium $N_{Si} \approx 4.10^{14}/cm^2$.

Si l'on suppose, ce qui est très probable, que ce sont principalement des atomes de sodium qui sont à l'origine de ces charges et contaminent la silice, ce nombre correspond à la quantité d'atomes Na^+ d'une solution de 1 cm³ qui serait dosée à 10^{-10} g/cm³.

Les contraintes appliquées à ces éléments, sans autres dispositions particulières, conduisent donc invariablement à des résultats très médiocres, essentiellement à la jonction collecteur base, et l'existence même du transistor silicium PNP ne pouvait se concevoir industriellement dans ces conditions.

5. La protection métallique

L'ensemble des résultats précédents conduit évidemment aux conclusions pratiques suivantes :

1° Il faut réduire au dernier degré possible les contaminations de la silice à tous les stades de son utilisation, en particulier avant chaque traitement thermique, pour qu'elles ne puissent atteindre qu'en quantités infinitésimales l'interface silice-silicium.

2° Il faut ensuite éviter que, dans les phases finales de sa fabrication, et dans ses longues années d'utilisation, les contaminations, réduites au minimum,

mais inévitables absolument, ne puissent migrer vers l'interface silice-silicium.

Tout en soulignant la très grande importance de cette première conclusion pratique, nous ne la développerons pas ici ; elle donne lieu, en effet, chez chaque fabricant à des travaux qui consistent en rinçages, nettoyages, précautions à chaque étape et, lors même des processus de fabrication, recherches de puretés toujours plus poussées des produits chimiques et solvants employés, précautions de manutentions, emploi des ultra-sons, etc. Il faut également des efforts constants pour la formation du personnel. Toutes ces conditions donnent à chaque fabricant une équation personnelle qui s'apprécie moins par l'analyse que par les résultats.

L'une et l'autre de ces conditions pratiques apparaissaient déjà comme résultats des travaux du Laboratoire de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F. en 1964 et donnaient lieu au Brevet d'Invention nº 997.223 — Jean GROSVALET — déposé le 3 décembre 1964.

L'invention consistait à :

1º Assurer par un film conducteur l'égalité des potentiels sur toute la surface de la couche diélectrique

2º Assurer l'égalité des potentiels entre cette surface et la zone du semiconducteur le plus sensible aux effets de surface, c'est-à-dire, le plus généralement, la zone de semiconducteur la moins dopée.

— Le film conducteur métallique est obtenu par évaporation d'aluminium, sous vide, en même temps que sont réalisées les plages nécessaires aux contacts base et émetteur des transistors. Il n'y a donc pas d'étape supplémentaire dans la fabrication du transistor.

— La protection des zones actives intervient à un stade où les contaminations sont encore à un niveau particulièrement faible. Le transistor, lors des opérations finales les plus critiques, sera pratiquement immunisé.

Tel est, effectivement, le résultat de notre expérience industrielle. A précautions égales (nous ne les avons pas rendues moindres!), la mise en place des écrans métalliques a effectivement conduit à des performances supérieures obtenues régulièrement à l'instant initial alors que la conservation sous contraintes était bien meilleure.

Avant d'examiner quelques uns de ces résultats, disons un mot des conditions expérimentales qui sont le plus souvent utilisées pour ces travaux. Il s'agit d'évaluer, rapidement, les degrés de stabilité de structures, par elles-mêmes déjà très stables dans les conditions ordinaires de puissance appliquée et de température. L'expérimentateur est donc conduit à accélérer les processus d'évolution par des contraintes de très haut niveau. Il choisira, en outre, de préférence, d'étudier l'évolution des seuls paramètres liés aux états de surface. Il s'éloigne ainsi en degré, sinon en nature, des conditions réelles d'utilisation.

Les contraintes de haut niveau, utilisées alors, sont par exemple :

a) Stockages simples à $T \geqslant 300$ °C

b) Contraintes échelonnées de température
Paliers de 4 h, 16 h : $\Delta T = 25$ °C, T_{max} 500 °C.

c) Blocages en tension à température élevée.

d) Hauts niveaux de fonctionnement en continu $P = I_C . V_{CE}$, $T_{amb} = 25$ °C.

Beaucoup des résultats de ces expériences supposent des comparaisons de lots et des interprétations qui ne constituent pas des données utilisables pour les évaluations statistiques, en termes de taux de défaillances applicables aux projets d'équipements. Ces objectifs constituent en eux-mêmes un programme de travaux constamment mis à jour à la mesure des progrès accomplis et qui, à la COSEM, sont en particulier soutenus par un marché d'étude DGRST, sous la conduite du CNET. L'objet de ce marché est précisément une recherche des méthodes les plus aptes à obtenir des chiffres caractéristiques des taux de défaillances minimaux statistiques que l'on peut garantir sur une population importante de transistors faible bruit, type 2N930 à protection métallique dans diverses conditions d'utilisation*.

Nous trouverons nos résultats, soit au niveau des mises au point technologiques, soit au niveau des confirmations sur les grands nombres, en extrayant de ces derniers résultats, plus généraux, les variations constatées sur les paramètres sensibles aux effets de surface.

Les contaminations, nous l'avons vu, se manifestent surtout sur les régions P les moins dopées.

L'utilisation d'un écran doit tenir compte des différences de structure des NPN et des PNP.

5.1. PROTECTION DES COLLECTEURS

Considérons les figures 16 et 17, où sont schématiquement représentés les collecteurs P⁺N d'un NPN

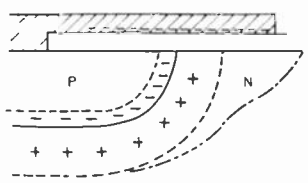


FIG. 16. — Collecteur transistor NPN.

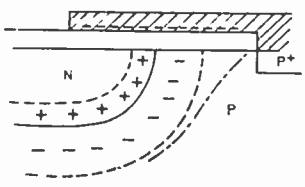


FIG. 17. — Collecteur transistor PNP

et N⁺P d'un PNP. Nous y avons figuré les écrans qui recouvrent les jonctions collecteurs base (fig. 18 et 19).

Lorsque nous allons (cas normal d'utilisation) bloquer ces jonctions en portant les zones P aux

* Marché DGRST - CNET - nº 65.45.212.00.790.45/S.

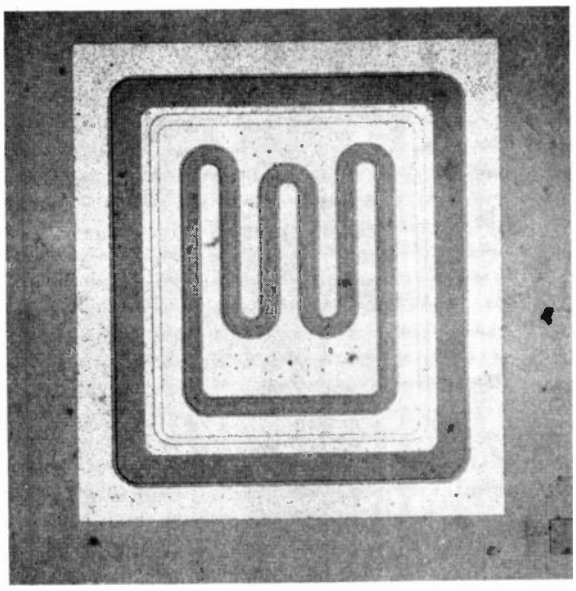


FIG. 18. — Transistor NPN plan à écran collecteur.

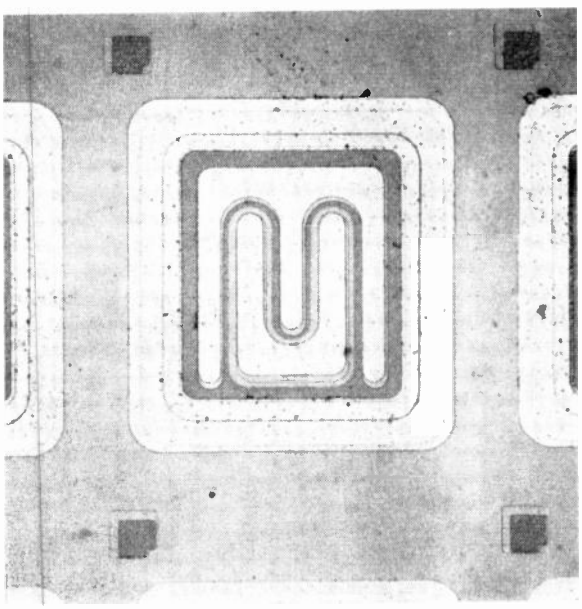


FIG. 19. — Transistor PNP plan a écran collecteur.

potentiels les plus négatifs, nous apportons sur les écrans des charges négatives si les écrans sont précisément reliés aux zones P, et nous savons que c'est dans ce cas que nous protégeons les zones P les plus sensibles. Les limites de zones de charges d'espace sont modifiées comme indiqué par les lignes en points et tirets.

Ces modifications correspondent, en théorie, à une augmentation des tenues en tension pour les collecteurs NPN et à une diminution pour les PNP.

En fait, pour les PNP deux autres facteurs interviennent. D'une part, le haut niveau relatif inévitable de contamination du collecteur. D'autre part, la diminution de la quantité des charges fixes à la surface du P, les atomes accepteurs (bore) se trouvant généralement « pompés » par la silice lors des oxydations à haute température.

La figure 18 fait apparaître, au delà de la jonction base-collecteur protégée par son écran au potentiel de base, un écran supplémentaire de protection, sur le collecteur, relié à celui-ci électriquement par une diffusion N^+ en anneau autour de l'élément.

La figure 19 montre la jonction base-collecteur protégée par son écran, celui-ci étant mis au potentiel du collecteur par un anneau de P^+ autour du transistor. On notera que cet anneau, proche de la jonction, permet à ce niveau d'éviter la progression de l'extension de la zone de charge d'espace en cas d'une éventuelle inversion de la surface.

5.2. Protection des émetteurs

5.2.1. *Transistors NPN. Ecran au potentiel de base* (fig. 20)

Cette structure pourrait être envisagée pour des transistors soumis, au cours de leur utilisation, à des blocages quasi permanents de la jonction émetteur-base, à condition que la mise en place de l'écran représente un bon compromis avec les éventuelles baisses de vitesse de commutation qui seraient inévitables s'il fallait pour cela éloigner émetteur et base.

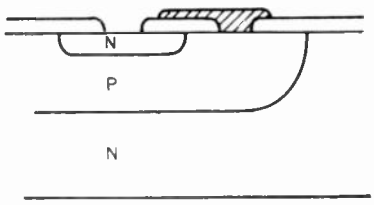


FIG. 20.

5.2.2. *Transistors NPN. Ecran au potentiel d'émetteur* (fig. 21)

La figure 22 représente une structure dans laquelle la plage de la métallisation émetteur recouvre la jonction émetteur-base.

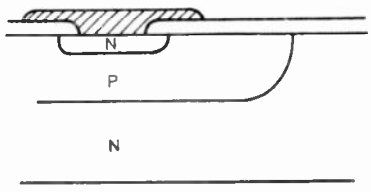


FIG. 21.

Cette structure a très vite donné des résultats très intéressants pour l'obtention régulière et la bonne conservation des facteurs de bruit F_B et de gains h_{FE} à bas niveaux qui sont notablement augmentés.

5.2.3. *Transistors PNP. Ecran au potentiel de base ou d'émetteur*

Nous savons que les zones P très dopées ne justifient pas une protection, dès l'instant où une baisse de performance électrique est à craindre (que ce soit en situation normale ou bloquée).

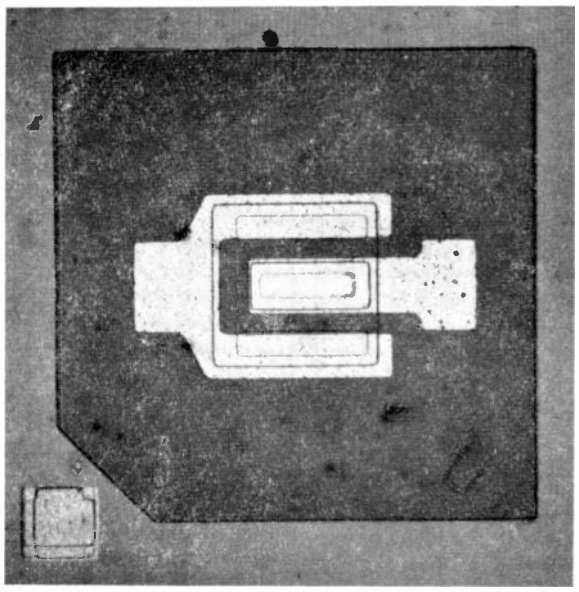


FIG. 22. — Transistor NPN plan à écran. Collecteur et émetteur.

6. Résultats d'essais

Les valeurs moyennes initiales et après essais de durée sont rassemblées dans le tableau II.

7. Conclusion

Les transistors silicium ont encore bénéficié d'une étape d'amélioration très marquée de leurs performances et de leur qualité. La définition technologique des transistors plans utilise désormais des écrans métalliques à la surface de la silice pour les adapter à leurs différentes fonctions avec un niveau très supérieur de stabilité.

La possibilité d'un haut niveau de service doit être recherchée dans certaines applications, au prix d'une diversification des produits, malgré le désir légitime que l'on doit avoir de limiter le nombre des types. Ainsi, la richesse des possibilités des transistors plans permettra d'envisager la construction d'ensembles

TABLEAU II

	Structure	Paramètres Symb.	Val. initiale moyenne	Stockage 1 000 h/ 200 °C	λ	Stockage 1 000 h/ 300 °C	λ	Blocage V_{CB} 1 000 h/150 °C	λ
TRANSISTOR NPN	Plan sans écran	I_{CBO}	10^{-3}	qq 10^{-3}		10^{-2}		10^{-2}	
		h_{21E}	80	30	10^{-6}	10	10^{-4}	30	10^{-5}
		F_B	4	6		20		6	
	Plan avec écran col. (fig. 18)	I_{CBO}	10^{-4}	qq 10^{-4}		10^{-3}		10^{-4}	
		h_{21E}	80	30	10^{-7}	20	10^{-5}	80	10^{-6}
		F_B	4	6		20		4	
	Plan avec écran col. et émet. (fig. 22).	I_{CBO}	10^{-4}	qq 10^{-4}		10^{-3}		10^{-4}	
		h_{21E}	200	150	10^{-7}	50	10^{-6}	200	10^{-6}
		F_B	2	5		10		3	

	Structure	Symb.	Val. initiale moyenne	Stockage 1 000 h/ 200 °C	λ	Temp. échel. T_{max} 450 °C	Blocage V_{CB} 1 000 h/150 °C	λ
TRANSISTOR PNP	Plan sans écran	I_{CBO}	10	10^{-3}		mauvais	mauvais	
		h_{21E}	60	non mes.	10^{-4}	non mesuré	non mes.	
		F_B	2	3		non mesuré	non mes.	
	Plan avec écran col. (fig. 19)	I_{CBO}	10^{-3}	10^{-3}		$10^{-3} \rightarrow 375°$	qq 10^{-3}	
		h_{21E}	100	100	10^{-7}	$100 \rightarrow 350°$	80	10^{-6}
		F_B	2	2		$2 \rightarrow 350°$	4	

Définitions :

I_{CBo} : Courant inverse de la jonction collecteur base, en μA, mesuré à 25 °C.
h_{21E} : Gain en courant émetteur commun, à $= I_C$ 100 μA, mesuré à 25 °C.
F_B : Facteur de bruit en dB, à 1 kHz — $I_C = 200$ μA — $R_S = 2$ kΩ.
λ : Taux de défaillance par variation des valeurs finales/initiales ramené aux paramètres de surface (estimation), par composant × heure.

électroniques de plus en plus complexes avec des risques de défaillances de plus en plus faibles.

C'est un nouveau pas en avant que le fabricant de composants propose au constructeur d'équipements.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Brevet d'Invention C.S.F. Procédé de passivation des éléments semiconducteurs. Déposé le 3 décembre 1964, n° 997 223.

[2] GROSVALET J., JUND C., MOTSCH C., POIRIER R. — Experimental study of semiconductor surface conductivity. *Surface Science*, Vol. 5, n° 1, September 1966.

[3] JUND C. and POIRIER R. — Solid State Electronics 9, 1966, p. 315.

[4] GROVE A.S., DEAL B.E., SNOW E.H. and SAH C.T. — Investigation of thermally oxidised silicon surfaces using M.O.S. semiconductor structure. *Solid State Electronics*, Vol. 8, pp. 145-163, 1965.

[5] SNOW E.H., GROVE A.S., DEAL B.E. and SAH C.T. — Ion transport phenomena in insulating films J.A.P. Vol. 36, n° 5, May 1965, pp. 1664-1673.

[6] GROVE A.S. and FITZ GERALD D.J. — The origin of channel currents associated with P⁺ regions in silicon *IEEE Transaction on Electron Device*, Vol. ED-12, n° 12, December 1965, pp. 619-626.

[7] GROSVALET J. — Proceedings of the IEEE, 5th conference on basic failure mechanisms. Newark, June 1964.

[8] SAH C.T. — A new semiconductor tetrode. The surface potential controlled transistor. *Proceedings of the IRE*, November 1961, pp. 1623-1634.

ÉTUDE D'UN TRANSISTOR POUR TRÈS HAUTE FRÉQUENCE

PAR

J. BELMAS et J.P. PESTIE

Centre de Recherches
Compagnie Générale d'Electricité

1. Introduction

Le Centre de Recherches de la C.G.E. s'est intéressé à l'étude d'un transistor très haute-fréquence à la demande du Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.). Il s'agissait de mettre au point un transistor destiné à équiper des répéteurs téléphoniques de 60 MHz de bande.

L'objectif final est la réalisation en circuit hybride d'un amplificateur comprenant cinq transistors, trois résistances et quatre capacités. En ce qui concerne les transistors, le problème majeur résidait dans le transistor préamplificateur, les transistors des étages de sortie pouvant être réalisés par des mises en parallèle de transistors élémentaires.

Nous ne traiterons ici que l'étude de ce transistor préamplificateur.

Les performances requises pour l'amplificateur sont les suivantes :

Gain global : $\geqslant 2{,}8$ népers
Bande passante : 60 kHz - 60 MHz
Impédance de bouclage : 300 Ω
Puissance de sortie : 110 mW sur charge de 300 Ω
Facteur de bruit : $\leqslant 4$ dB (à 60 MHz, avec une impédance série de 300 Ω)

Distorsion harmonique :

Harmonique 2 (H_2) : $\leqslant -9{,}8$ Np (fondamentale : 7,5 MHz)

Harmonique 3 (H_3) : $\leqslant -13{,}2$ Np (fondamentale : 5 MHz)

Puissance de sortie de 1 mW à la fréquence fondamentale.

Déphasage à 60 MHz : $< 60^{\circ}$.

La dernière condition concernant le déphasage est dictée par le désir de l'utilisateur d'appliquer une contre-réaction globale sur une cascade de trois amplificateurs.

Le schéma retenu pour l'amplificateur est constitué par deux montages cascade en cascade. Une contre-réaction interne est appliquée. Des performances requises pour l'amplificateur et du schéma de ce dernier, nous avons pu déduire les caractéristiques essentielles du transistor préamplificateur.

2. Caractéristiques du transistor

Le problème de la puissance à fournir pouvait être résolu, comme nous l'avons dit, par une mise en parallèle de transistors élémentaires (2 ou 3) pour la constitution de l'avant dernier étage de l'amplificateur, et par un transistor moins performant en fréquence pour le dernier étage (base commune) ; nous n'avons donc considéré que les caractéristiques du transistor préamplificateur.

Les caractéristiques de ce transistor, déduites de celles de l'amplificateur (avec sa contre-réaction) sont les suivantes :

h_{21e}, gain en courant dans le montage émetteur commun en basse fréquence : compris entre 20 et 50 ;

$f_c\,(45^{\circ})$, fréquence pour laquelle le déphasage introduit par le transistor monté en émetteur-commun est égal à $\pi + 45^{\circ}$: supérieur ou égal à 50 MHz ;

H_2, niveau de l'harmonique 2 : $\leqslant -6{,}3$ Np (fondamentale : 7,5 MHz)

H_3, niveau de l'harmonique 3 : $\leqslant -9{,}7$ Np (fondamentale : 5 MHz)

Puissance de sortie de 1 mW à la fréquence fondamentale.

FB, facteur de bruit, sur toute la largeur de la bande pour une résistance de générateur $R_g = 300\ \Omega$: au plus égal à 4 dB.

Dans le cas où le transistor se présente comme un système du premier ordre, avec une seule constante de temps RC d'entrée, on a :

$$f_c\,(45^{\circ}) = f(h_{21e})$$

avec $f(h_{21e})$: fréquence de coupure du gain en courant en émetteur-commun.

WRH

L'expérience, nous a montré qu'un transistor planar, tel que, par exemple, un transistor de type 2N918 précédemment étudié dans nos laboratoires, ne pouvait pas être considéré comme un système du premier ordre. Nous avons alors vérifié expérimentalement que pour des transistors de ce type, on avait :

$$\frac{f(h_{21e})}{f_c(45°)} \simeq 1{,}2.$$

La condition $f_c(45°) \geqslant 50$ MHz se traduit donc par :

$$f(h_{21e}) \geqslant 60 \text{ MHz}.$$

D'autre part, nous avons vérifié que l'on avait sensiblement :

$$f(h_{21e}) \simeq \frac{f_T}{h_{21e}}$$

avec f_T : produit gain × bande passante, mesuré à 100 MHz.

Nous voyons donc qu'étant donné les limites imposées au gain en courant basse-fréquence, les performances requises pour le transistor sont celles d'un transistor très haute fréquence, avec un produit gain en courant × bande passante compris entre 2 et 3 GHz.

3. Technologie

Le transistor VHF, du type NPN, est élaboré sur une plaque de silicium épitaxiée N/N+, par les techniques « planes » (diffusions sélectives par masques « in situ » de silice). Celles-ci étant très largement utilisées, nous nous limiterons à dégager leurs difficultés d'emploi et les solutions apportées pour les résoudre dans le cadre de notre problème.

Les difficultés sont liées aux deux caractéristiques physiques fondamentales du transistor VHF :

— géométrie de petites dimensions,
— profondeurs de diffusion très faibles.

3.1. Masquage

Notre technique de masquage est classique : polymérisation d'une laque photo-sensible aux ultraviolets, par insolation à travers un masque photographique. Après révélation de la laque exposée, les « fenêtres » dans l'oxyde de silicium sont obtenues par attaque chimique (acide fluorhydrique). Pour la réalisation du transistor, diffusions de la base et de l'émetteur, la prise de contacts dans ceux-ci et la métallisation, cinq masquages sont, en général, nécessaires.

Afin de donner une idée de la précision que nous exigeons de ces masquages, citons quelques chiffres.

Sur une plaquette de 25 mm de diamètre, il y a un peu plus de 3 000 transistors, chacun occupant un carré de silicium de 400 μ de côté, soit 0,16 mm².

La base du transistor ne couvre que le 1/50 de cette surface, et l'émetteur seulement le 1/300 environ. Le respect de la géométrie impose de travailler sur des plaquettes d'excellente planéité et exemptes de défauts en surface. A titre d'exemple, signalons qu'un « pic » de 5 à 6 μ de haut sur la couche épitaxiée, fait chuter le rendement masquage de 30 à 50 %.

La figure 1 montre des transistors terminés à structure interdigitée. Remarquons sur les transistors à double imbrication de l'émetteur dans les contacts de base, que les contacts des émetteurs sont effectués par « lavage », c'est-à-dire sans masquage.

Les performances de masquage obtenues sont les suivantes :

— définition : 1 μ,
— centrage de deux masques successifs : 2 μ.

La définition est déterminée par l'emploi d'un masque spécial. Le résultat fait intervenir l'imprécision du trait et la réduction de géométrie due à la diffusion des UV sur les bords de la réservation.

Ces performances, suffisantes pour réaliser les géométries couramment utilisées dans l'élaboration de transistor de puissance haute-fréquence, nécessitent des précautions particulières. Notamment :

— faible taux hygroscopique dans le laboratoire,
— couche de photoresist fine et homogène ($e < 4\,000$ Å),
— exposition très courte ($2\text{s} < t < 5\text{s}$),
— traitements de surface pour les verres au phosphore particulièrement hydrophiles.

3.2. Diffusion

On sait que les deux lois de Fick régissent la diffusion des atomes d'impuretés donatrices ou acceptrices dans un semiconducteur monocristallin, porté à une température élevée ($900 < T < 1\,300$ °C).

Examinons la première :

$$\vec{J} = -D\frac{\partial N}{\partial x} = -D\nabla N \qquad (1)$$

où D est le coefficient de diffusion et $\vec{J}$ la densité du flux (par cm² et par seconde) résultant des échanges d'impuretés entre deux plans voisins, de concentrations respectives N_1 et N_2. Malgré le caractère aléatoire du phénomène, le signe négatif montre que le flux d'atomes diffusant est dirigé vers le plan de plus faible concentration.

La seconde loi de Fick exprime que la variation de concentration selon une direction déterminée, est aussi fonction du temps :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}\left(D\frac{\partial N}{\partial x}\right)$$

qui devient, si l'on admet que D est indépendant de la concentration :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\frac{\partial^2 N}{\partial x^2}. \qquad (2)$$

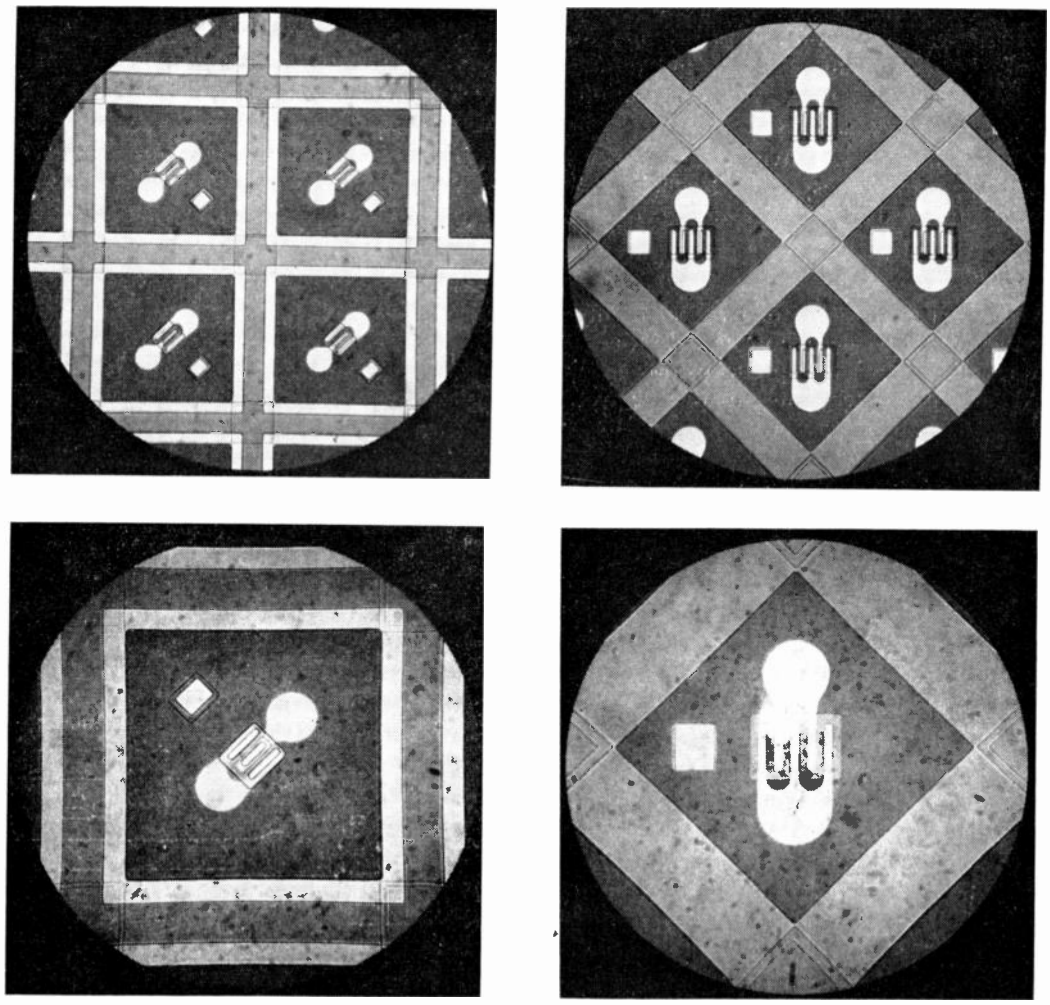


FIG. 1

Le coefficient de diffusion est fonction de la température absolue et des natures respectives du substrat et du diffusant, il s'exprime par la relation d'Arrhénius :

$$D = D_0 \exp - \frac{\Delta E_a}{kT}$$

D_0 est une caractéristique du cristal. Elle dépend de la distance interatomique et de la fréquence de vibration du réseau.

k est la constante de Boltzmann.

ΔE_a, l'énergie d'activation de l'atome d'impureté est difficile à déterminer. Elle ne peut l'être qu'à partir de la valeur du coefficient de diffusion, trouvé expérimentalement dans le cas de distribution d'impuretés caractéristiques (profil en fonction d'erreur complémentaire par exemple), dont les courbes représentatives de $N(x, t)$ sont solutions particulières de l'équation différentielle (2), compte tenu des conditions aux limites. De nombreux travaux effectués ont montré que le ΔE_a du bore dans le silicium est égal à 2,5 - 3,7 eV. La littérature est encore moins unanime sur la valeur de ΔE_a du phosphore dans le silicium : 2 à 4 eV. Cette dispersion s'explique par le fait que les profils des diffusions de phosphore dépendent essentiellement des conditions expérimentales et sont souvent très éloignés des profils représentés par des fonctions courantes.

Ces résultats confirment que le coefficient de diffusion, surtout pour le phosphore, n'est pas indépendant de la concentration. En effet, les lois précédentes ont été établies sans tenir compte de l'influence du champ électrique. En toute rigueur, il faudrait considérer le phénomène de diffusion d'ions : les atomes d'impuretés en position de substitution étant déjà ionisés dans le cristal à température ambiante. Le gradient de concentration crée donc un champ électrique qui facilite encore le mouvement des ions vers les régions les moins dopées. Il y a superposition de deux diffusions : l'une d'origine thermique, l'autre d'origine électrique (Field aided diffusion). Cette dernière a pour conséquence de donner une constante de diffusion apparente d'autant plus grande que les gradients de concentration sont élevés. On trouve ainsi des abaques donnant D en fonction de T pour différentes valeurs de concentration superficielle (C_s) et de concentration de substrat (C_B).

Il découle de cette augmentation du coefficient de diffusion une conséquence directe pour le tran-

sistor VHF. Les profondeurs de diffusion étant, quels que soient les profils, fonction croissante du produit Dt, on sera conduit à des températures faibles ($D < 10^{-13}$ cm²/s), pour avoir des jonctions peu profondes.

Rappelons enfin, que la sélectivité des diffusions est rendue possible par le très faible coefficient de diffusion des impuretés dans l'oxyde de silicium.

3.2.1. *Appareillage*

Dans le cadre de la technologie planar, par « diffusion » il faut distinguer la succession de deux opérations thermiques distinctes : la « prédéposition », où les plaquettes sont introduites dans un tube de silice très pure en présence d'un gaz porteur d'impuretés et la « diffusion » proprement dite où les plaquettes déposées sont introduites dans un autre tube en présence d'oxygène, afin de distribuer les impuretés en profondeur et d'oxyder la surface du silicium découverte par le masquage.

Les figures 2 et 3 représentent une installation de chaque type.

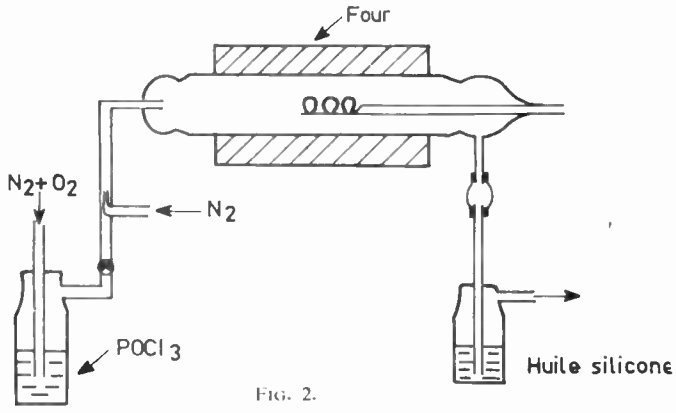


FIG. 2.

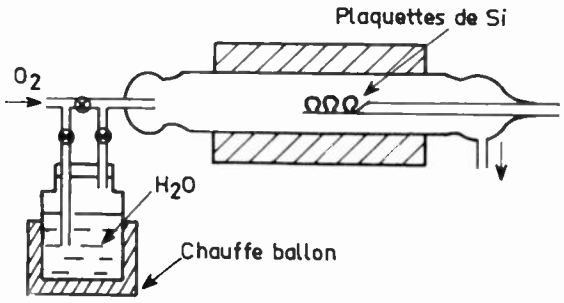


FIG. 3.

Nous pratiquons des dépositions à partir de sources dopantes solides (P_2O_5 et B_2O_3) et à partir de sources dopantes liquides ($POCl_3$ et BBr_3) que nous préférons pour leur bien meilleure reproductibilité.

3.2.2. *Diffusion de la base*

Jonction base-collecteur très proche de la surface, $r_{bb'}$ faible, oxyde suffisamment épais pour masquer la diffusion émetteur, telles sont les caractéristiques désirées. Les lois de la diffusion rendent impossible la réalisation de la base par l'emploi classique d'une seule déposition suivie d'une oxydation thermique. Il a donc fallu repenser les méthodes et on est arrivé à deux conceptions qui permettent d'obtenir un compromis satisfaisant les objectifs fixés : la première nécessite un dépôt d'oxyde pyrolytique, la seconde une diffusion de contact.

● Dans la première solution, toutes les caractéristiques de la jonction (C_s, $R_\square$, xj) sont obtenues par une seule déposition de bore à faible température (950 °C < T < 1 000 °C) et on peut considérer qu'elles restent « figées » au cours du dépôt pyrolytique de SiO_2 à une température de l'ordre de 700 °C (décomposition du tétraéthylsilicate $(C_2H_5)_4SiO_4$; vitesse de déposition égale à 80 Å/mn).

L'étude de la distribution des impuretés due à la prédéposition bore, nous a permis de vérifier que le profil est très proche d'un profil en erfc. En effet, les conditions aux limites sont respectées :

à $t = 0$ $c = -C_B$ (concentration du matériau de départ),

à $t > 0$ $c = C_s$ (concentration superficielle) constante au bout d'un temps très court.

comme $C_s \gg C_B$ ($C_B \simeq 2.10^{15}$ at/cm), on peut utiliser pour le calcul du C_s l'expression ($C = C_B$ au niveau de la jonction)

$$C_B = C_s\left(1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^Y e^{-u^2}\,du\right) = C_s \operatorname{erfc} y_j$$

avec $y_j = \dfrac{xj}{2\sqrt{Dt}}$ où xj est la profondeur de la jonction.

En calculant le coefficient de diffusion par la formule donnée par FULLER et DITZENBERGER [1] :

$$D = 0{,}001 \exp -\left(\frac{2{,}52}{kT}\right)$$

nous trouvons un C_s voisin de 10^{20} at/cm³ dans le cas où : $T = 950$ °C, $t = 1\,800$ s, $D = 4{,}1.10^{-14}$ at/cm³. Cette valeur de C_s recoupe celle trouvée par les abaques d'Irvin ($C_s = f\bar{\sigma}$; $\bar{\sigma}$: conductivité moyenne).

● La seconde solution consiste en une prédéposition bore à température élevée ($C_s \simeq 10^{21}$ at/cm³) à l'aplomb des contacts de base. Après ouverture complète de la base par masquage, suivent une prédéposition et une longue diffusion, à basse température (900 °C < T < 950 °C). La structure interne de la base est représentée figure 4.

Il est intéressant d'examiner la conséquence de la vitesse d'oxydation sur la profondeur de diffusion.

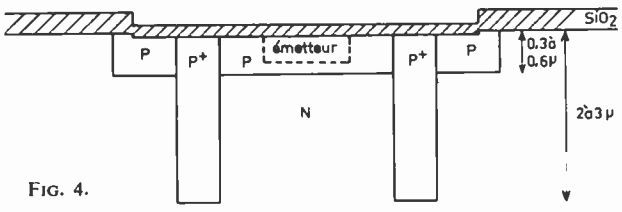


FIG. 4.

La croissance de l'oxyde thermique suit une loi parabolique en fonction du temps :

$$x_0^2(\text{Å}) = A \cdot t \exp\left(-\frac{\Delta E}{kT}\right) \quad [2]$$

où A dépend de la pression et du gaz oxydant ; t est la durée de l'oxydation en minutes.

$$x_0^2 = 3{,}35 \times 10^9\, t \exp\left(-\frac{1}{kT}\right) \quad \text{pour la vapeur d'eau}$$

$$x_0^2 = 4{,}84 \times 10^9\, t \exp\left(-\frac{1{,}4}{kT}\right) \quad \text{pour l'oxygène sec}$$

A est en réalité plus faible pour $T < 1\,000$ °C.

Ainsi en ne considérant que les dix premières minutes d'oxydation à 950 °C par exemple, on aurait, avec la vapeur d'eau, 1 580 Å d'oxyde et seulement 290 Å avec l'oxygène sec. Le rapport $x\text{Si}/x_0$ étant égal à 0,44 dans les deux cas, l'épaisseur de silicium participant à l'oxyde serait respectivement 700 Å et 180 Å. Ces chiffres indiquent bien, qu'outre l'intérêt d'employer la vapeur d'eau pour avoir une couche de SiO_2 épaisse, la vitesse d'oxydation élevée augmente considérablement le nombre d'atomes d'impuretés « piégés » dans l'oxyde et qui ne participent plus à la diffusion. En conséquence le C_s de prédéposition se trouve diminué et le plan de jonction descend peu.

Donnons des résultats obtenus sur deux échantillons déposés bore dans les mêmes conditions et diffusés deux heures à 950 °C l'un sous oxygène sec, l'autre sous vapeur d'eau

1° $x_j \simeq 1{,}1\ \mu$ $\qquad e_{SiO_2} \simeq 1\,000$ Å,

2° $x_j \simeq 0{,}6\ \mu$ $\qquad e_{SiO_2} \simeq 4\,500$ Å.

Le profil de la base est très difficile à déterminer, théoriquement, le nombre de charges variant avec le temps. Quant aux attaques chimiques successives pour mesurer les conductibilités moyennes elles nécessitent des mesures d'épaisseur trop précises. Par contre, les diffusions de contacts font ressortir une nette diminution du $r_{bb'}$, accessible, lui, assez facilement par les mesures.

Les deux conceptions de la base, telles qu'elles viennent d'être exposées, nous permettent d'adapter le profil dans de larges proportions, le $R_\square$ de diffusion de la base pouvant varier de 50 à 500 Ω.

3.2.3. *Diffusion de l'émetteur*

La profondeur de la diffusion phosphore est ajustée en fonction de la profondeur de diffusion bore, de façon à obtenir une épaisseur de base très fine ($0{,}15 < e < 0{,}3\ \mu$). Il est nécessaire également de viser une C_s élevée pour ne pas créer une diode parasite lors de la prise des contacts par l'aluminium.

La C_s ($C_s > 10^{20}$ at/cm³) fixe la température de prédéposition ($930 < T < 960$ °C). Or le coefficient de diffusion du phosphore, en fonction du ∇N élevé, reste à ces températures voisin de 10^{-13} cm²/s. En conséquence pour diminuer le produit Dt dont dépend xj, on est conduit à des durées de prédéposition très courtes.

Deux phénomènes importants, caractéristiques des diffusions phosphore, doivent être signalés, car si l'un est bénéfique, l'autre limite, en grande partie, les performances en fréquence des transistors VHF.

a) Pendant la prédéposition, non seulement la solubilité maximale à la température considérée est rapidement atteinte, mais de nombreux atomes de phosphore se mettent en position interstitielle. Au cours de la diffusion sous vapeur d'eau, bon nombre de ces atomes migrent en position de substitution et la C_s reste élevée.

b) Il existe, pendant la prédéposition, une interaction entre les atomes bore et phosphore d'origine encore mal connue [3 et 4] ; la jonction base-collecteur est répulsée à l'aplomb de l'émetteur (Emitter Dip Effect). La structure interne obtenue est illustrée figure 5.

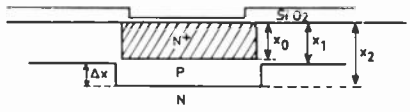


FIG. 5.

Cet effet de répulsion $\Delta x = x_2 - x_1$ qui peut être de l'ordre de x_1 ($x_1 \simeq 0{,}6\ \mu$) est loin d'être négligeable, même dans le cas où nous en tenons compte pour réaliser des bases fines ($x_0 > x_1$!), car la jonction base-collecteur active est éloignée de la surface.

En faisant varier le dopage de la base, pour une même profondeur de diffusion, nous sommes arrivés à la conclusion suivante : la répulsion est d'autant plus importante que le dopage de la base est élevé. Ainsi Δx est de 0,3 μ dans le cas d'un $R_\square$ base égal à 300 Ω et de 0,6 μ dans le cas d'un $R_\square$ base égal à 50 Ω.

Nous pensons que la technologie des diffusions de contacts donnant des transistors à base active peu dopée, est seule susceptible de conduire à une jonction base-collecteur située à moins de 0,5 μ de la surface, après la diffusion de l'émetteur.

4. Performances obtenues

La principale caractéristique du transistor est le gain en courant et sa variation en fonction de la fréquence, aucune adaptation en puissance n'étant réalisée dans l'amplificateur.

Rappelons les objectifs fixés concernant ce gain en courant :

$$20 \leqslant h_{21e} \leqslant 50. \qquad \frac{f_T}{h_{21e}} \geqslant 60 \text{ MHz}$$

Analysons le gain en courant h_{21e} en basse fréquence:

$$h_{21e} = \frac{\beta\gamma}{1-\beta\gamma}$$

avec β : coefficient de transport dans la base,

γ : taux d'injection de l'émetteur.

Pour des transistors à base fine (épaisseur inférieure à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires). On peut considérer que le facteur de transport dans la base, est égal à l'unité (tous les électrons injectés dans la base « active » atteignent le collecteur). Toute action sur le gain se réduira à une action sur le coefficient d'injection.

L'interprétation du taux d'injection est plus complexe. En effet, dans tout transistor plan une partie des porteurs injectés par l'émetteur ne participe pas à l'effet transistor (porteurs injectés dans la base non active, figure 6).

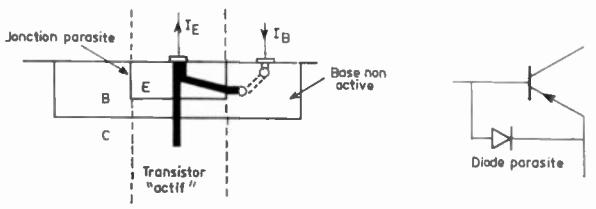


FIG. 6.

Le transistor est équivalent à un transistor « actif » avec une diode en parallèle sur la diode émetteur base. Les moyens technologiques pour agir sur le gain en courant sont donc :

a) Le taux d'injection du transistor actif (rapport des dopages respectifs dans la base et dans l'émetteur).

b) Caractéristiques de la diode parasite (conditions de diffusion de l'émetteur).

En ce qui concerne la limitation du gain vers les fréquences élevées, elle est seulement liée à l'épaisseur de la base et à son dopage.

Malheureusement l'épaisseur de la base dépend des conditions de diffusion de l'émetteur donc du gain. Plus l'émetteur aura un dopage élevé (d'où injection grande) plus la base sera mince. Il s'en suit que, pour une diffusion de base donnée, les plus forts coefficients d'injection (donc les gains les plus élevés) sont obtenus parallèlement aux f_T les plus élevés. C'est ce qu'illustre le graphique de la figure 7.

La courbe tracée est représentative d'un profil de diffusion de base. Chaque point donne la performance moyenne (h_{21e} et F_T) obtenue sur une plaquette, les plaquettes se différenciant les unes des autres par la diffusion d'émetteur.

On voit sur ce graphique qu'avec une technologie de diffusion de base donnée, il ne sera possible d'obtenir des transistors ayant des $F_T/h_{21e} > F_0$ que pour des diffusions d'émetteur donnant des gains inférieurs à h_{21e0}.

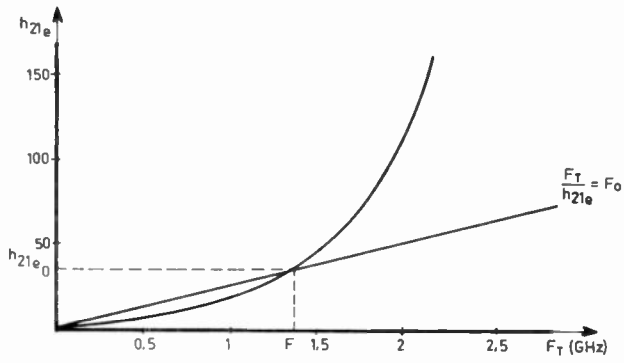


FIG. 7.

Les performances actuellement atteintes sont résumées par le graphique de la figure 8, sur lequel sont portées différentes courbes correspondant à diverses

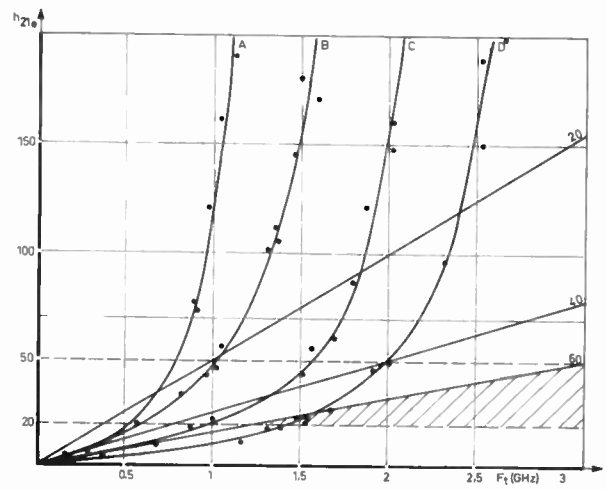


FIG. 8.

technologies de diffusion de base. Comme précédemment chaque point d'une courbe représente la performance moyenne sur une plaquette, les plaquettes se différenciant par la diffusion d'émetteur. Les droites portées sont les lieux des points pour lesquels le rapport F_T/h_{21e} est constant. La zone hachurée correspond à notre objectif, tel que nous l'avons exposé ci-dessus.

Donnons pour chacune des courbes les deux paramètres (C_s et xj) caractérisant le mieux le profil de diffusion de base :

Paramètre / Courbe	x_j avant diffusion de phosphore	C_s (Irvin) en atomes/cm³
A	1,4 μ	$4{,}5 \cdot 10^{19}$
B	1,1 μ	$8{,}5 \cdot 10^{19}$
C	0,5 μ	$8 \cdot 10^{19}$
D	0,3 μ	$3 \cdot 10^{19}$

Nous voyons sur le graphique que l'objectif a été pratiquement atteint, la condition $F_T/h_{21e} > 60$ MHz étant réalisée pour des gains inférieurs à 25. Mais, comme nous devons savoir $h_{21e} > 20$, les rendements de sélection des transistors répondant à l'objectif sont encore faibles.

5. Conclusion

L'étude dont nous venons d'exposer les divers aspects n'est pas encore terminée. Certes l'objectif a été partiellement atteint mais une nouvelle étape technologique doit être encore franchie de manière à obtenir des transistors présentant un F_T de 3 GHz pour un gain h_{21e} de 50. D'autre part, le problème de la mise en parallèle de transistors afin de satisfaire aux conditions de courant de l'avant dernier étage n'a été qu'abordé, les résultats obtenus étant encourageants.

Une extension de l'étude vers l'obtention de transistors présentant des gains en puissance intéressants (6 dB) dans la gamme des 4 GHz, est actuellement entreprise. En effet, à partir de la technologie actuelle, une optimisation de la géométrie du transistor, l'utilisation de diffusions de contacts de base, et l'étude d'une encapsulation particulière, permettront d'atteindre ce nouvel objectif.

BIBLIOGRAPHIE

[1] FULLER C.S. and DITZENBERGER J.A. — « Diffusion of Phosphorus and Boron in Silicon ». *J. Appl. Phys.* 25-November 1956, pp. 1439-1440.

[2] EDAGAWA H., MORITA Y. and MAEKAWA S.I. — « Growth and Structure of Si oxide Films on Si surface ». *Japanese Journal of applied Physics*. Vol. 2 n° 12, December 1963, pp. 765-775.

[3] GERETH R. and SCHWUTTKE G.H. — « Localized enhanced diffusion in npn silicon transistors ». *Applied Physics Letters*, Vol. 8 n° 3, February 1966, pp. 55-57.

[4] Research Triangle Institute. Technical Documentary Report n° ASD-TDR-63-316, Vol. IV, p. 77.

Sur la nature et les propriétés de COUCHES MINCES DIÉLECTRIQUES préparées par oxydation anodique de TITANE, de TANTANE et de NIOBIUM [1] [2]

PAR

F. KOVER et Mlle M. J. MUSSELIN

Département de Physique des Matériaux
du Centre de Recherches de la C.G.E. Marcoussis

1. Introduction

L'intérêt des couches minces diélectriques pour des applications en microélectronique n'est plus à démontrer et il était déjà prévisible il y a quelques années, comme en témoigne, par exemple, une précédente communication [1]. Cependant, parmi les matériaux et les procédés de préparation utilisables pour former ces couches minces, certains devaient théoriquement être intéressants mais restaient encore à mettre en œuvre de façon satisfaisante. Il en était ainsi pour l'oxyde anodique de titane, au moment où nous avons entrepris son étude.

On connaissait en effet les propriétés diélectriques des variétés cristallines du TiO_2 (pour la variété « rutile » : constante diélectrique de 116, facteur de pertes de l'ordre de quelques 10^{-4} dans une gamme de fréquences allant du hertz à quelques gigahertz). La technologie de l'oxydation anodique du tantale commençait à être étudiée et semblait pouvoir être extrapolée au titane en raison des propriétés chimiques relativement voisines de ces métaux. Il s'est avéré que cette extrapolation n'était pas valable : en utilisant les électrolytes aqueux et les procédés d'oxydation mis au point pour le tantale, on préparait bien des oxydes anodiques de titane, mais les tensions de claquage mesurées « à sec » entre le titane et une électrode d'or déposée sous vide étaient souvent inacceptables (de l'ordre de quelques % de la tension de préparation des oxydes anodiques). Par ailleurs, l'acide sulfurique dilué, couramment employé pour préparer et mesurer sous électrolyte les propriétés des oxydes anodiques de tantale, se révélait corrosif pour l'oxyde anodique de titane. Il a donc fallu rechercher et utiliser des électrolytes non aqueux.

Aussitôt il est apparu que les couches d'oxyde anodique obtenues dans des conditions expérimentales comparables (tension, température, etc.) présentent des propriétés différentes suivant l'électrolyte utilisé (teinte d'interférence, épaisseur, constante diélectrique, propriétés chimiques, etc.) [2]. Par ailleurs, l'inertie chimique du titane est plus faible que celle du tantale, et l'état initial de la surface du titane exerce une influence critique sur la qualité et la reproductibilité de ses oxydes anodiques. Il a été nécessaire de mettre au point un mode opératoire concernant l'ensemble des traitements chimiques et électriques d'oxydation anodique, et convenant au titane utilisé (environ 5 000 ppm d'impuretés, principalement Al, Fe, Mn, C et de fortes quantités d'oxygène décelées mais non dosées). Lorsque ces traitements ont été appliqués au tantale et au niobium, les propriétés des couches d'oxyde anodique ainsi préparées dépendaient de l'électrolyte utilisé, comme dans le cas du titane.

La présente communication se propose de donner un aperçu de l'étude comparative de ces différents oxydes anodiques, et des principaux résultats obtenus. La description détaillée des expériences et des observations est donnée dans une autre publication [3].

2. Préparation des oxydes anodiques

Pour étudier et comparer les propriétés des oxydes anodiques, il est avantageux de les préparer dans la conformation géométrique la plus simple, et de réduire autant que possible les paramètres relatifs

---

(1) Cet article recouvre une partie du travail de François KOVER pour une thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences Physiques, qui sera présentée devant la Faculté des Sciences de Paris en 1967 et enregistrée au Centre National de la Recherche Scientifique sous le n° A.O.1088.

(2) Cette étude a été exécutée dans le cadre du Marché n° 62.FR.115 de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

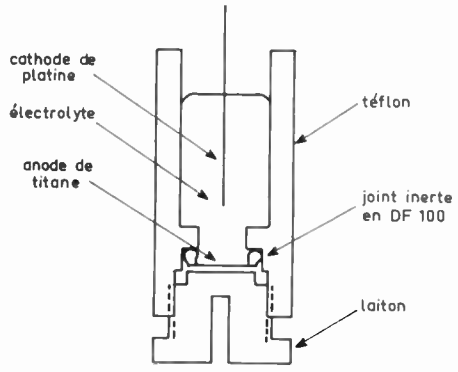


FIG. 1. — Cellule d'électrolyse (type usuel).

au substrat : les oxydes sont formés à la surface de rondelles planes de métal découpées dans une tôle et placées dans une cellule d'électrolyse où la surface traitée est de l'ordre de 1 cm² (fig. 1). La régulation thermique est assurée à $\pm 0{,}25$ °C entre -80 °C et $+120$ °C en atmosphère sèche et neutre. L'appareillage d'électrolyse comprend un système générateur de courant programmable et un limiteur de tension. Un pont de Wien peut être inséré dans le circuit d'électrolyse sans interrompre celle-ci, ce qui permet de mesurer la capacité et le facteur de pertes de la cellule (fig. 2).

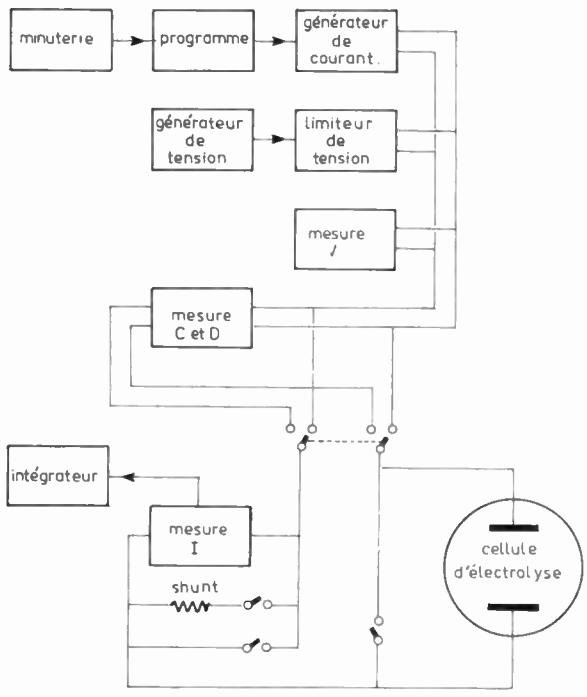


FIG. 2. — Représentation schématique de l'appareillage d'électrolyse.

En vue d'éviter les phénomènes transitoires incontrôlables aussi bien dans l'appareillage électrique que dans les couches d'oxyde anodique, le programme électrique comprend trois phases successives : 1 : le générateur de courant est réglé pour débiter un courant nul à travers la cellule ; 2 : la densité de courant d'électrolyse croît suivant le programme désiré, en général une croissance linéaire à raison de 20 mA/cm² par heure ; 3 : le limiteur de tension entre en action et maintient aux bornes de la cellule une tension constante à la valeur désirée, et le courant qui traverse la cellule s'ajuste librement en fonction de la résistance apparente de celle-ci.

Trois électrolytes ont été utilisés pour former les oxydes anodiques : 1 : l'électrolyte SN : mélange de 20 volumes d'acide nitrique et 80 volumes d'acide sulfurique concentrés (à 95 % environ), utilisable aux températures inférieures à $+30$ °C ; 2 : l'électrolyte BD : 100 g/l de borax dans le diéthylèneglycol (estérification effectuée à $+80$ °C) ; 3 : l'électrolyte sulfurique dilué : solution à 4 % d'acide sulfurique dans l'eau. Difficilement utilisable pour le titane à cause de la corrosion de l'oxyde anodique, ce dernier électrolyte permet de comparer les résultats obtenus pour le tantale et le niobium avec ceux de la bibliographie.

Avant l'oxydation anodique, la surface de métal est soumise à des traitements de décapage et de polissage électrolytique qui ont, d'une part, pour effet de faire disparaître toutes les aspérités microscopiques aiguës et de donner une rugosité négligeable, et qui, d'autre part, laissent la surface dans un état chimique défini et reproductible. Ces traitements sont indispensables pour obtenir une qualité convenable des propriétés diélectriques des oxydes anodiques.

Les oxydes anodiques de titane, de tantale et de niobium ainsi préparés sont homogènes et leur structure est amorphe. Pour l'oxyde anodique de titane, on peut provoquer la cristallisation par un chauffage sous vide au sein même du microscope électronique : on obtient alors les diagrammes de diffraction électronique des variétés cristallines « anatase » puis « rutile » du TiO_2. Pour les oxydes anodiques de tantale et de niobium, les formules chimiques Ta_2O_5 et Nb_2O_5 semblent n'avoir jamais été mises en doute ou contestées.

3. Propriétés des oxydes anodiques

3.1. Epaisseur

Sous une tension de formation maintenue constante, l'épaisseur des couches d'oxyde anodique s'accroît tant que la contribution du transport ionique au courant qui traverse la couche d'oxyde n'est pas nulle, ce qui n'est théoriquement jamais réalisé. C'est pourquoi certains auteurs refusent d'établir une relation entre l'épaisseur et la tension de préparation [4]. En pratique, il arrive un moment de la préparation où la croissance de l'oxyde ne continue plus à une vitesse appréciable ; on peut alors établir une telle relation, sous réserve de spécifier les conditions expérimentales et de vérifier que la dispersion des résultats est assez faible pour justifier a posteriori la relation trouvée.

La mesure des épaisseurs peut être faite par une méthode interférentielle si l'on sait dissoudre l'oxyde en formant une marche à bords francs sans attaquer le substrat métallique, ou bien au contraire si l'on sait dissoudre le substrat métallique sans attaquer

la couche d'oxyde. Il est possible aussi de doser la quantité d'oxygène présente dans la couche d'oxyde, en utilisant des réactions nucléaires [5] : on peut utiliser l'isotope O^{16} (constituant plus de 99 % de l'oxygène naturel) ou encore l'isotope O^{18} (présent à 0,204 % dans l'oxygène naturel, mais disponible sous une forme enrichie). L'isotope O^{18} permet de marquer des zones déterminées au sein des couches d'oxyde anodique, et de suivre l'évolution de celles-ci au cours de traitements variés.

On trouve que l'épaisseur des couches d'oxyde est une fonction linéaire de la tension de préparation. La pente de la droite qui représente graphiquement cette fonction ne dépend pratiquement que de la nature de l'oxyde anodique (c'est-à-dire du métal et de l'électrolyte utilisés). Cette droite ne passe pas par l'origine (fig. 3) : la valeur de l'épaisseur extrapolée pour une tension de préparation nulle dépend des conditions expérimentales, entre autres de la nature de la cathode et de la température. Ces paramètres conduisent parfois à de fortes variations ou dispersions des épaisseurs obtenues pour une tension de préparation donnée (c'est, par exemple, le cas de l'oxyde anodique de titane préparé dans l'électrolyte SN) ; on ne peut alors plus utiliser une relation linéaire pour obtenir avec une précision raisonnable l'épaisseur des couches à partir de la tension de préparation de celles-ci. Cependant, si l'indice de réfraction de l'oxyde anodique est suffisamment élevé on peut se servir de la teinte d'interférence pour évaluer l'épaisseur, par l'emploi d'une échelle de teintes réalisée dans des conditions d'oxydation rigoureusement déterminées (par exemple +10 °C, 2 h d'oxydation, surfaces d'électrode et programme de courant invariables). Le repère de teinte est alors équivalent à une tension fictive d'oxydation, égale à la tension de préparation de l'oxyde équivalent dans l'échelle des teintes ; on constate qu'il représente bien l'épaisseur de l'oxyde anodique alors qu'il n'en était pas de même pour la tension réelle d'oxydation.

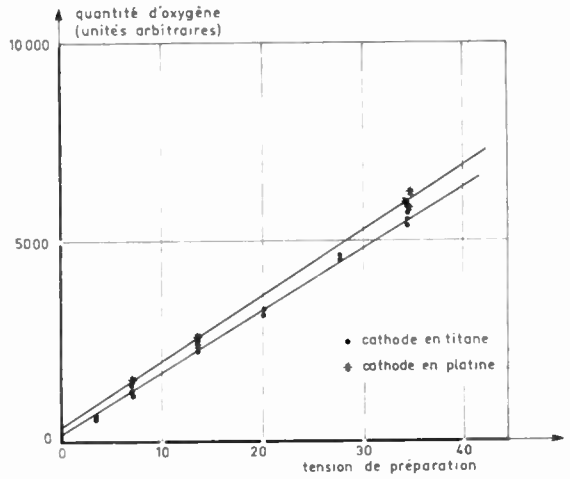


FIG. 3. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN.
Echantillons préparés à +10 °C.
Dosages d'oxygène par réaction nucléaire O^{16} (d, p) O^{17}.
Quantité d'oxygène en fonction de la tension de préparation.
Cathode en titane : 159 unités/volt ± 3 %.
Cathode en platine : 166 unités/volt ± 8 %.

TABLEAU I

Epaisseur des oxydes anodiques		
métal	électrolyte	épaiss. d'oxyde Å/V
titane	SN	23,8
niobium	SN	26,9
tantale	SN	15,7
titane	BD	37,9
niobium	BD	36,5
tantale	BD	23,3
titane	sulfurique	—
niobium	sulfurique	38,7
tantale	sulfurique	25,6

Dans les conditions expérimentales spécifiées [3], en particulier avec le programme de courant d'abord nul, puis croissant, suivi d'une tension constante, on trouve les épaisseurs suivantes :

3.1. CAPACITÉ

En raison de la relation entre l'épaisseur et la tension (réelle ou fictive) de préparation, le produit « capacité × tension/surface » prend une valeur constante pour un oxyde anodique donné ; il est appelé « capacité spécifique ». En fait, cette loi n'est vraiment valable que pour des tensions de préparation élevées où l'épaisseur extrapolée à tension nulle exerce une perturbation négligeable. Toutefois, l'inverse de la capacité varie linéairement avec la tension (fig. 4), ce qui permet de définir une « capacité spécifique différentielle » comme l'inverse de la pente de la droite correspondante. La « capacité spécifique moyenne » calculée pour une tension de préparation donnée n'a d'intérêt que pour permettre une comparaison très facile entre divers oxydes anodiques préparés dans des conditions expérimentales identiques.

La capacité des oxydes anodiques peut être mesurée de plusieurs façons : soit en considérant la capacité du

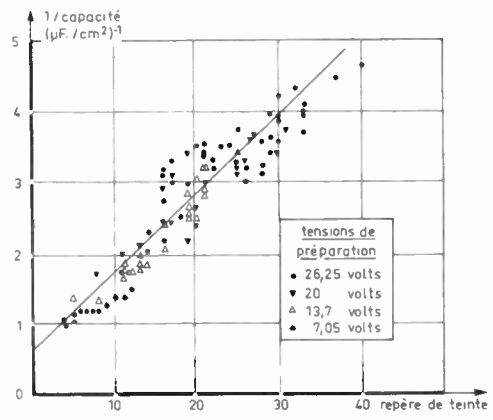


FIG. 4. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN.
Mesures sous électrode d'or.
Inverse de la capacité à 1 kHz en fonction du repère de teinte et de la tension de préparation, simultanément pour toutes les températures de préparation.
Capacité spécifique différentielle : 8,95 μF·V/cm² ± 6 %.

TABLEAU II

Capacités spécifiques moyennes des oxydes anodiques préparés avec le programme de courant croissant, dans divers électrolytes, à 10 °C, sous 27,8 V.
(μF.V/cm²)

Métal	Electrolyte SN	Electrolyte BD	Electrolyte H_2SO_4 à 4 %
Mesures sous électrolyte (3) à 1 kHz			
titane	7,56	—	—
tantale	9,6	—	10,0
niobium	9,7	—	11,0
Mesures sous électrode d'or à 1 kHz			
titane	7,89(4)	11	—
tantale	11,9	12,6	10,0
niobium	9,3	14,6	14,9

système « substrat métallique/oxyde anodique/électrolyte » soit en préparant un système « substrat métallique / oxyde anodique / électrode d'or vaporisée sous vide », soit encore de toute autre manière équivalente. On trouve alors que la capacité spécifique moyenne mesurée sous électrolyte est approximativement constante, de l'ordre de 10 μF. V/cm², quels que soient le métal et l'électrolyte (tableau II) ainsi que la température de préparation (fig. 5). Il en est

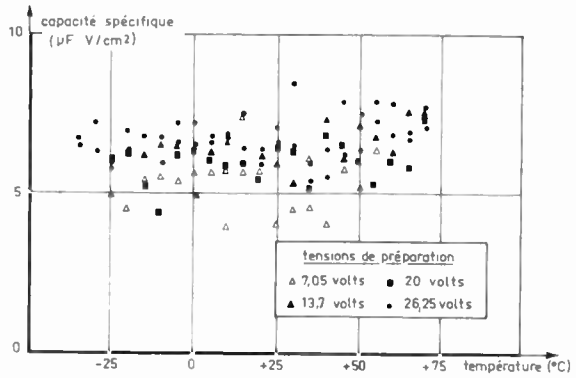


FIG. 5. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN. Mesures sous électrolyte en fin de formation. Capacité spécifique moyenne à 1 kHz en fonction de la température et de la tension de préparation.

de même pour la capacité spécifique moyenne mesurée sous électrode d'or, mais seulement pour les oxydes anodiques préparés au voisinage de la température ambiante (tableau II) ; on s'aperçoit en effet (fig. 6) que cette capacité spécifique varie avec la température.

(3) la tension de préparation reste appliquée pendant la mesure.

(4) la capacité spécifique différentielle vaut 8,43 μF·V/cm² ; ces deux valeurs sont obtenues en remplaçant la tension de préparation véritable par une tension fictive déduite de l'échelle de teintes.

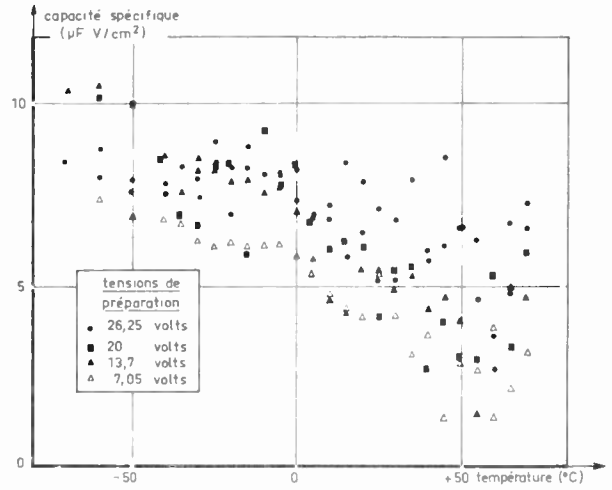


FIG. 6. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN. Mesures sous électrode d'or. Capacité spécifique moyenne à 1 kHz en fonction de la tension et de la température de préparation.

TABLEAU III

Constantes diélectriques à 1 kHz.

oxyde anodique	électrolyte	constante diélectrique
de titane	SN	20,4
de titane	BD	47,1
de tantale	SN	19,2
de tantale	sulfurique	23,3

Cette variation est liée à celle de l'épaisseur, de telle sorte que l'on trouve une bonne corrélation entre la capacité et l'épaisseur quelles que soient les tensions et les températures de préparation (fig. 4), les propriétés diélectriques de l'oxyde anodique ne varient pas avec ces paramètres.

Pour les oxydes anodiques dont l'épaisseur a pu être déterminée, les constantes diélectriques à 1 kHz ont les valeurs suivantes données par le tableau III.

Le fait que la capacité spécifique des oxydes anodiques reste toujours de l'ordre de 10 $\mu F \cdot V/cm^2$ entraîne une conséquence technologique importante : on ne peut espérer accroître la capacité des condensateurs électroniques par le simple choix du métal ou de l'électrolyte (cette constatation s'étend même aux oxydes d'aluminium et de silicium [2]). Ce choix joue cependant un rôle dans la fiabilité, en particulier par l'épaisseur d'oxyde anodique obtenue et par l'inertie chimique plus ou moins grande de cet oxyde. C'est l'oxyde anodique de tantale préparé dans l'électrolyte sulfurique dilué qui semble le plus résistant à la corrosion ; toutefois ceci n'implique pas nécessairement la fiabilité la meilleure, car il existe des phénomènes de dégradation électriques liés à des migrations de charges dans le diélectrique, sans aucune destruction chimique de celui-ci.

La variation de l'épaisseur en fonction de la température, pour une tension de préparation donnée,

est due à la présence dans la cellule d'électrolyse d'une couche diélectrique qui s'ajoute à la couche d'oxyde anodique. Cette couche est mise en évidence par les variations de la capacité et du courant mesurés sous électrolyte en fonction de la tension appliquée [3]. Son importance dépend de la température, elle joue un rôle plus faible aux températures plus élevées. Dans l'électrolyte SN à −20 °C, elle présente une capacité de l'ordre de 2 μF/cm². Il se forme en quelque sorte dans les cellules d'électrolyse un diviseur de tension capacitif entre cette couche et la couche d'oxyde anodique : la variation d'épaisseur des couches d'oxyde anodique en fonction de la température, et la dispersion des épaisseurs pour une tension de préparation donnée ne sont que le reflet des propriétés de la couche diélectrique supplémentaire. L'étude de l'oxydation anodique devient ainsi un moyen d'étudier les propriétés des électrolytes au voisinage des électrodes (dans la « couche double » des électrochimistes).

3.3. Variation des propriétés au sein d'un oxyde anodique

L'oxyde anodique de titane préparé dans l'électrolyte SN à +10 °C se dissout très régulièrement dans l'électrolyte SN lui-même, mais à + 60 °C (fig. 7). La vitesse de dissolution est de l'ordre de 12 Å/mn quand le régime stationnaire est atteint. Quand on

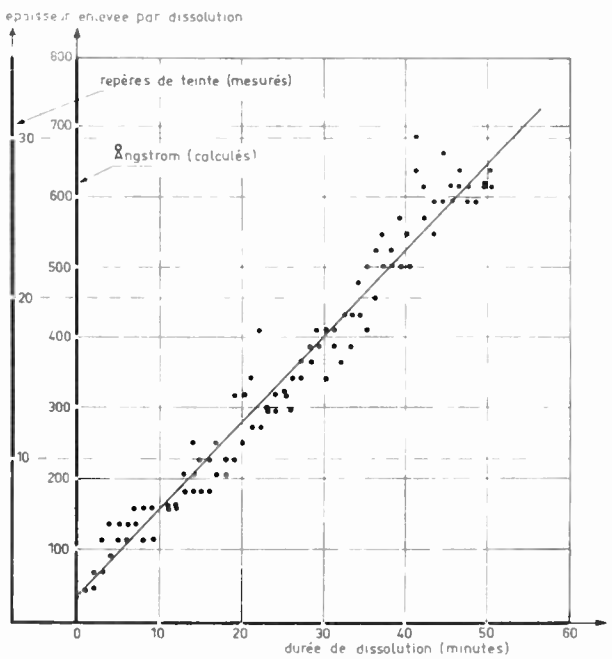


Fig. 7. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN.
Dissolution dans le réactif SN à +60 °C.
Dissolutions *parallèles* : 0,54 repère de teinte par minute ± 4,7 %.

procède par étapes successives, la vitesse de dissolution est sensiblement double durant la première minute de chaque étape : ceci peut être dû au délai de formation d'une couche de diffusion dans le réactif de dissolution (une « couche visqueuse » analogue à celle des polissages électrolytiques), ou encore à la cinétique des phénomènes d'adsorption à l'interface entre l'oxyde et le réactif. Toutefois, durant la première minute de la *première* étape de dissolution, la vitesse est sensiblement quadruple : la réactivité est plus grande dans une zone dont l'épaisseur doit être inférieure à 40 Å.

On peut se servir de cette dissolution pour étudier les propriétés au sein de l'oxyde anodique, par une méthode d'ablation « tranche par tranche ». On ne constate pas d'anomalies dans la relation entre la capacité et l'épaisseur (repère de teinte) (fig. 8). La

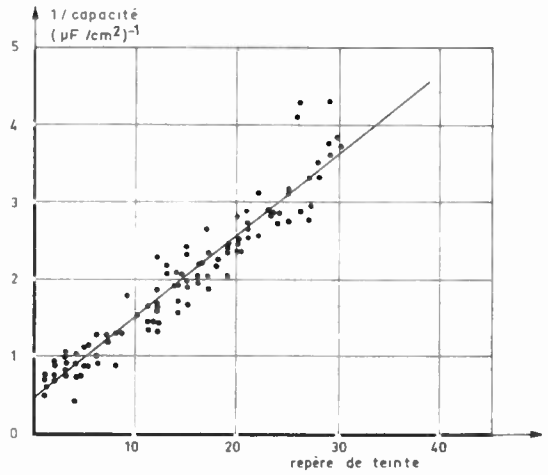


Fig. 8. — Oxydes anodiques de titane préparés en électrolyte SN.
Mesures sous électrode d'or à température ambiante.
Inverse de la capacité à 1 kHz en fonction du repère de teinte, pour 101 oxydes anodiques partiellement dissous.
Capacité spécifique différentielle : 9,49 μF·V/cm² ± 6 %.

capacité spécifique différentielle vaut 9,07 μF·V/cm² ±6 % à 1 kHz et 9,31 μF·V/cm² ± 3 % à 20 kHz : la constante diélectrique est uniforme dans tout l'oxyde Il n'en est pas de même pour la résistivité. En calculant celle-ci à partir des pertes diélectriques à chaque étape de dissolution (fig. 9), on trouve un « profil de

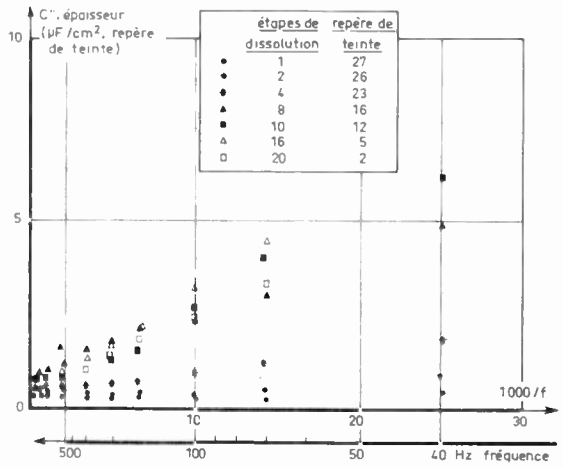


Fig. 9. — Oxyde anodique de titane préparé en électrolyte SN.
Echantillon préparé à +10 °C sous 27,8 V.
Dissolutions successives du même oxyde.
Mesures sous électrode d'or à la température ambiante.
Capacité complexe (partie imaginaire) en fonction de la fréquence.
Le produit (capacité · repère de teinte) est proportionnel à la constante diélectrique, ce qui permet de représenter toutes les courbes à la même échelle.

résistivité » (fig. 10) après une opération de lissage nécessitée par une certaine dispersion des résultats. On constate que seule la partie externe de l'oxyde anodique est très résistante, et qu'au sein de l'oxyde, et plus particulièrement au voisinage du substrat métallique, la résistivité est constante et plutôt faible (10^9 Ω·cm environ). Aucune jonction semiconductrice proprement dite n'est apparue dans la zone externe de l'oxyde anodique, bien que la résistivité et la réactivité chimique y soient différentes du sein de l'oxyde.

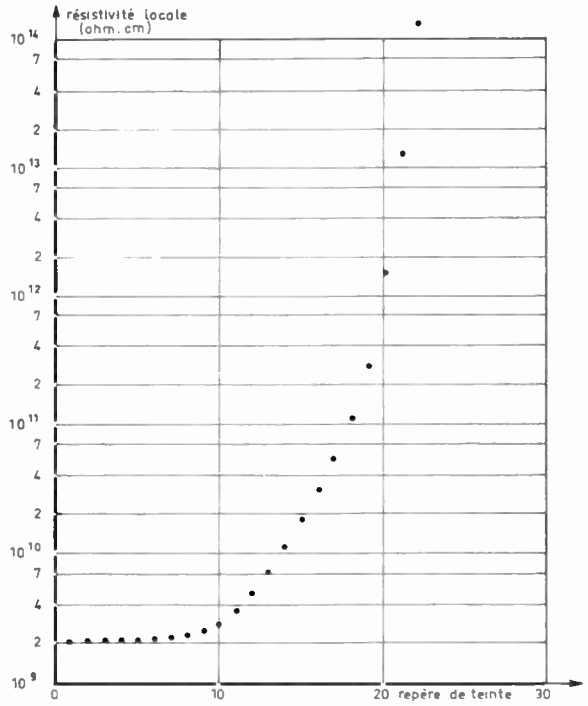


FIG. 10. — Oxyde anodique de titane préparé en électrolyte SN. Profil de résistivité de l'oxyde, déduit de la résistivité moyenne après lissage de celle-ci.
Epaisseur prise égale à 22,9 Å/repère de teinte +133 Å.

4. Phénomènes associés à la croissance des oxydes anodiques

4.1. Mécanisme de croissance des oxydes anodiques

La croissance des oxydes anodiques se fait par l'apport d'atomes de métal provenant du substrat et d'atomes d'oxygène provenant de l'électrolyte. On peut imaginer trois cas : si l'atome de métal est seul capable de se déplacer à travers l'oxyde, la croissance de la couche s'effectue au niveau de l'interface oxyde/électrolyte ; inversement, si l'atome d'oxygène est seul capable de se déplacer, la croissance s'effectue au niveau de l'interface métal-oxyde ; dans le cas où les deux espèces d'atomes sont mobiles, la croissance peut s'effectuer même au sein de l'oxyde. Les migrations d'atomes ainsi considérées représentent le bilan des déplacements, aucune hypothèse n'étant faite sur leur mécanisme détaillé (atomes interstitiels ou substitutionnels, déplacements individuels ou collectifs). L'étude du mécanisme de croissance d'un oxyde anodique revient, d'une manière schématique, à former cet oxyde en deux étapes successives de façon telle que l'on induit une différence entre deux zones de l'oxyde, et à rechercher où se trouvent ces deux zones.

Une première méthode consiste à utiliser un électrolyte dont l'oxygène est enrichi en isotope O^{18}, contrastant avec un électrolyte normal ; on recherche alors la localisation de l'isotope O^{18}, soit en choisissant une réaction nucléaire dont le rendement soit fonction de la position de l'isotope O^{18} dans la cible, soit en dosant la quantité totale de l'isotope O^{18} au cours des étapes successives d'une ablation « tranche par tranche » de l'oxyde anodique [5]. L'intérêt de cette méthode est d'opérer sur une seule espèce d'oxyde anodique, le changement isotopique de l'oxygène n'entraînant pratiquement aucune perturbation chimique.

Une deuxième méthode est basée sur la comparaison des propriétés chimiques de deux oxydes formés successivement sur le même substrat, à l'aide de deux électrolytes différents. Dans le cas de l'oxyde anodique de titane, l'oxyde préparé à +10 °C dans l'électrolyte SN est soluble à +60 °C dans ce même réactif, alors que l'oxyde préparé dans l'électrolyte BD ne l'est pas ; on étudie alors la vitesse de dissolution d'oxydes anodiques de titane dont la préparation a été commencée dans l'un de ces électrolytes et terminée dans l'autre, et ceci en utilisant les deux combinaisons (SN puis BD) et (BD puis SN).

Les résultats obtenus par ces diverses méthodes sont concordants pour le titane, la tantale, le niobium et l'aluminium : les oxydes anodiques formés successivement ne semblent pas se mélanger notablement (une éventuelle inter-diffusion faible resterait à étudier), et l'oxyde formé en dernier lieu se trouve du côté de l'interface oxyde/électrolyte. La croissance se produit donc au niveau de cette interface, ce qui implique un déplacement apparent des atomes de métal et une quasi-immobilité des atomes d'oxygène.

4.2. Rendement électrochimique apparent

On peut mesurer la quantité d'électricité consommée pour faire croître les couches d'oxyde anodique. Par ailleurs, on peut doser la quantité d'oxygène effectivement incorporée dans ces couches, et calculer une quantité d'électricité correspondante en prenant pour hypothèse que l'oxygène est incorporé à l'oxyde anodique sous forme d'ions $O^{=}$. Le rapport de ces deux quantités d'électricités donne un rendement électrochimique apparent.

On constate alors que ce rendement dépend du programme électrique utilisé au cours de la formation des couches d'oxyde anodique. Il est voisin de 100 % si l'on forme les couches d'oxyde sous une densité de courant de l'ordre de 100 $\mu A/cm^2$ tout au début de l'oxydation anodique, même si le courant devient ensuite très faible lorsque l'on termine l'oxydation à tension constante. Par contre, on trouve des rendements électrochimiques apparents de l'ordre de 150 % à 200 % avec le programme électrique décrit au paragraphe 2. Ces rendements supérieurs à l'unité sont

obtenus pour le titane, la tantale, le niobium, avec les électrolytes SN, BD, et sulfurique dilué : il s'agit bien d'une observation caractéristique du programme électrique de formation.

Diverses études d'électrochimie ont montré que la valence des cations métalliques dans l'état solide ou dans les solutions électrolytiques concentrées n'est pas nécessairement celle que l'on est accoutumé à considérer dans les solutions aqueuses diluées. On ne peut toutefois admettre des formules chimiquement et électroniquement très éloignées de TiO_2, Ta_2O_5 et Nb_2O_5, dans la mesure où ces oxydes anodiques sont de bons isolants. On est ainsi conduit à envisager que la neutralité électrique est maintenue par l'incorporation d'ions provenant de l'électrolyte, par exemple d'ions H^+ dont la dimension négligeable permettrait une incorporation facile dans le réseau d'atomes [2, 3].

5. Conclusion

A l'occasion d'une étude de l'oxydation anodique du titane, au cours de laquelle il était naturel de faire des comparaisons avec l'oxydation anodique du tantale et du niobium, il est apparu tout d'abord qu'il existe plusieurs oxydes anodiques de chacun de ces métaux, selon l'électrolyte utilisé. Ces oxydes ont des caractéristiques communes telles que la capacité spécifique, le mécanisme de croissance, le rendement électrochimique apparent de préparation. La cause de leurs traits communs peut être attribuée à une certaine similitude de structure, qui fait l'objet d'autres publications [2, 3]. Certaines autres propriétés sont différentes d'un oxyde à l'autre, par exemple l'épaisseur, la constante diélectrique, l'inertie chimique. L'étude comparative de ces oxydes présente donc une importance technologique, en permettant de sélectionner à bon escient les métaux et les électrolytes utilisés en fonction des applications envisagées.

Cette étude a également mis en évidence qu'il est difficile de comparer entre eux les divers résultats qui ont été publiés sur les oxydes anodiques : même pour un métal donné, il semble qu'il y ait presque autant d'oxydes anodiques différents qu'il existe de procédés de préparation, et l'on ne doit pas concevoir l'existence d'un oxyde anodique en dehors de son contexte d'interfaces oxyde/métal et oxyde/électrolyte.

Les auteurs participent à une Recherche Coopérative sur Programme (RCP N° 69/CNRS.) animée par M.G. AMSEL et désirent exprimer à tous les chercheurs de cette équipe leurs remerciements pour l'aide efficace et indispensable qu'ils leur ont apportée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KOVER. — Les couches minces diélectriques *L'Onde Electrique*, 44/453, 1964, 1275-1286.

[2] KOVER, Mlle MUSSELIN. — Influence de l'électrolyte de formation sur la structure et les propriétés des couches d'oxyde anodique. *Revue Générale de l'Electricité*, à paraître, 1967.

[3] KOVER. — Rapport final d'activité du Marché n° 62.FR. 115/DGRST diffusé par les soins du Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité. Département de Physique des Matériaux, 91-Marcoussis, France.

[4] YOUNG. — Anodic Oxide Films (Academic Press, 1961).

[5] AMSEL. — Thèse, Orsay, 1963.

[6] AMSEL, SAMUEL. — *J. Phys. Chem. Solids* 23-12, 1962, 1707-1718.

Mise en évidence de CARACTÈRES d'ANISOTROPIE présentés par les COUCHES d'OXYDES anodiques de TANTALE et de TITANE

PAR

Ph. JOURDAIN et J. POMPEI

Ingénieurs aux Laboratoires Radiotechnique - Coprim RTC Evreux

1. Introduction

L'étude des couches minces d'oxydes anodiques de métaux tels que le tantale et le titane a été menée ces dernières années par de nombreux groupes de chercheurs [1] en raison de l'intérêt qu'elles présentaient par leurs qualités diélectriques dans la réalisation des circuits hybrides passifs en couches minces. Les couches minces de tantale et de titane qui sont les matrices de ces oxydes, ont été obtenues par pulvérisation cathodique. Leur structure détermine en partie les propriétés des oxydes. Cette influence se traduit par des différences assez nettes entre les observations faites sur les couches minces d'oxyde anodique à matrice massive et celles à matrice en couches minces.

Des condensateurs en couches minces utilisant de tels oxydes anodiques ont des caractères originaux révélant une certaine anisotropie dans le sens de l'épaisseur ainsi :

a) L'apparition d'une tension continue aux bornes sans éclairement extérieur,

b) Un effet photovoltaïque,

c) Une polarisation.

Ces phénomènes peuvent être à l'origine de perturbations dans les circuits où seront employés de tels condensateurs. Aussi nous sommes-nous proposé de rechercher l'origine de cette anisotropie afin de pouvoir le contrôler et éventuellement y remédier.

Des considérations générales sur l'oxydation anodique et des observations faites sur des couches d'oxyde de tantale d'épaisseur croissante, tant au point de vue optique que du point de vue électrique et photoélectrique, ont permis de bâtir un modèle qui fait apparaître une certaine analogie entre ces couches amorphes polarisées et un gaz ionisé par une décharge électrique continue.

Des recherches similaires, faites sur des couches minces d'oxyde anodique de titane, ont mis en évidence une structure plus complexe. Celle-ci subit des modifications irréversibles, si on établit aux bornes de la couche une différence de potentiel de polarité opposée à celle de la différence de potentiel d'anodisation, polarité inverse de celle qui existait lors de sa formation. Le modèle proposé pour justifier un tel comportement fait état d'une anisotropie dans le sens de l'épaisseur et de l'influence de l'état de surface de la couche-matrice. Le modèle a été ensuite étayé par des expériences réalisées sur des structures connues, théoriquement de même nature.

2. Oxydation anodique

L'oxydation anodique n'est pas un mode de dépôt mais un mode de formation d'oxyde sur une matrice conductrice. Deux méthodes sont possibles :

— anodisation à courant constant ou galvanostatique,

— anodisation à potentiel constant ou potentiostatique.

Le premier processus est d'une interprétation moins délicate que le second où le système est constamment en régime transitoire.

L'expérience montre que, pour obtenir des couches d'oxyde aux caractéristiques bonnes et reproductibles, il est nécessaire de procéder à une anodisation en deux temps :

1) Anodisation galvanostatique jusqu'à une tension V_f, la tension aux bornes de la cellule variant linéairement avec le temps.

2) La tension V_f une fois atteinte, on continue l'oxydation à ce potentiel jusqu'à une valeur minimale du courant de fuite.

Les paramètres d'une telle oxydation sont :

— composition de l'électrolyte choisi,

— densité de courant dans sa phase galvanostatique,

— potentiel et courant de fuite final, dans sa phase potentiostatique,

— quantité d'électricité consommée au cours de l'opération.

Les facteurs de caractérisation des couches anodiques ont été : leur épaisseur, leurs propriétés optiques, leurs propriétés diélectriques.

Les résultats des diverses expériences effectuées montrent une influence particulièrement importante de la nature de l'électrolyte sur la croissance et la structure de la couche d'oxyde.

La croissance de la couche semble due à la migration d'ions métalliques sous l'action du champ électrique à travers la couche de formation. Aussi, l'électrolyte doit-il être choisi en fonction de son affinité pour l'ion métallique. Si son affinité est faible, on obtient des couches très minces aux caractéristiques électriques médiocres. Si elle est trop grande, les films deviennent peu adhérents ; l'électrolyte d'oxydation anodique idéal doit donc avoir une affinité intermédiaire.

La structure du film d'oxyde anodique dépend également de l'électrolyte ; ainsi l'électrolyte dissolvant a une action de masse sur l'équilibre électrocinétique en augmentant le gradient de concentration en cations dans la couche.

Les couches d'oxydes anodiques semblent bien avoir une structure stratifiée à stœchiométrie décroissante de l'interface matrice-oxyde à l'interface oxyde-électrolyte. Le développement de ces strates est essentiellement fonction de la tension appliquée pour un électrolyte donné, et, bien sûr, de la durée de l'opération. La résistance d'isolement et les pertes diélectriques varient dans le même sens.

3. Oxyde de tantale

3.1. Propriétés de l'oxyde de tantale

3.1.1. *Mesures optiques*

Des mesures spectrophotométriques par réflexion en incidence quasi normale, faites sur une série de couches à différents stades de leur formation, ont permis de déterminer les indices aux interfaces oxyde-matrice et oxyde-air, ainsi que l'indice moyen.

La différence entre les indices aux interfaces indique une concentration plus forte en cations métalliques au niveau de l'interface oxyde-matrice qu'au niveau de l'interface oxyde-air.

L'indice moyen commence par décroître, présente un minimum puis tend vers l'indice de l'oxyde massif quand la tension finale de formation augmente. On peut interpréter ces résultats de la manière suivante : homogénéité aux faibles épaisseurs puis apparition de deux zones présentant un gradient de concentration ionique : enfin quand l'épaisseur augmente, ces zones sont séparées par une zone homogène d'importance croissante.

3.1.2. *Micropiles* [2]

La structure « sandwich » tantale-oxyde anodique de tantale-métal fait apparaître une différence de potentiel aux bornes des électrodes quand on branche entre ces dernières un voltmètre à haute impédance.

A l'obscurité, cette différence de potentiel se stabilise en quelques minutes pour rester ensuite constante.

Les contre-électrodes utilisés sont en or, en cuivre ou en argent. La tension observée est essentiellement fonction de leur nature ; nous avons obtenu les valeurs suivantes :

Au : 0,54 V ; Ag : 0,34 V ; Cu : 0,37 V.

Le courant de court-circuit inférieur à 10^{-10} A/cm² est très faible. L'isolant est ici très mince et le champ électrique interne E_i considérable. Ce dernier peut alors provoquer une migration de porteurs de charge.

L'ensemble de la structure se comporterait alors comme une pile électrochimique dont les électrodes plongeraient dans un électrolyte de très faible mobilité.

De façon très schématique, nous pouvons représenter cette structure selon la figure 1 dans laquelle :

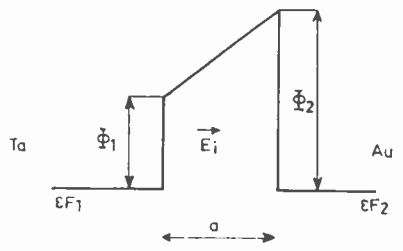


Fig. 1.

a est l'épaisseur du diélectrique,
ϕ_1 la hauteur de la barrière tantale-diélectrique,
ϕ_2 la hauteur de la barrière diélectrique-métal constituant la contre-électrode.

Dans le cas où les niveaux de Fermi sont alignés, le champ électrique interne est de la forme :

$$\frac{\phi_2-\phi_1}{a} = E_i.$$

Il a été constaté que, dans le cas de l'oxyde anodique de tantale, la valeur de $(\phi_2-\phi_1)$ ainsi déterminée est du même ordre de grandeur que la valeur trouvée par Polack à l'aide de l'effet Schottky pour une épaisseur équivalente.

3.1.3. *Effet photovoltaïque*

Le phénomène précédent nous a incité à examiner le comportement de ces couches dans un faisceau lumineux. A partir d'un certain seuil énergétique, un effet photovoltaïque a été observé. Celui-ci est

généralement considéré comme le résultat de l'action du champ électrique interne sur des électrons libérés par un flux de photons d'énergie suffisante. L'origine de ces photoélectrons et la nature du champ électrique interne dans la couche mince d'oxyde anodique ont donné lieu à diverses interprétations : d'après certains auteurs, des électrons passent de la bande de valence à la bande de conduction de l'isolant par excitation photonique et, dans cet état, sont soumis à l'action du champ électrique dû à la différence des travaux de sortie des électrodes. D'autres ont suggéré que la non stœchiométrie des oxydes anodiques pouvait se traduire par une structure mixte : une zone intrinsèque comprise entre deux zones extrinsèques. Les photoélectrons seraient créés dans la région intrinsèque puis accélérés par la barrière existant entre les deux régions extrinsèques. Ces zones extrinsèques ont fait l'objet de nombreuses hypothèses : certains auteurs tels que SASAKI proposent une structure p.i.n., d'autres une structure n+.i.n. L'effet de redressement qui apparaît dans ces couches indique un comportement semiconducteur de l'un ou l'autre type. L'effet photo-voltaïque est d'autant plus important que l'effet de redressement est plus net. Enfin il semble que le bombardement photonique engendre une zone de charge d'espace au voisinage d'une des électrodes. La présence d'une telle zone expliquerait la chute de tension aux bornes d'une couche passant brusquement de l'obscurité à la lumière (fig. 2).

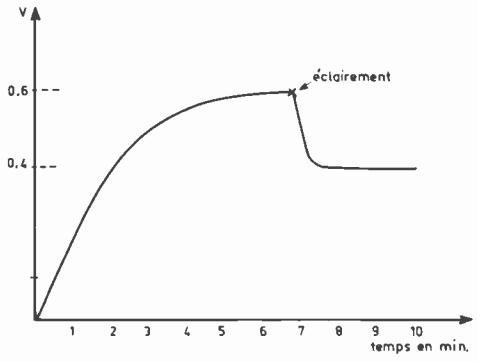


FIG. 2.

3.2. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE COUCHES MINCES D'OXYDE ANODIQUE DE TANTALE D'ÉPAISSEUR CROISSANTE

3.2.1. *Effet tunnel* [3]

Pour des couches très fines, la mécanique quantique laisse prévoir le passage d'électrons d'une électrode à l'autre par effet tunnel. Cet effet disparaît dès que l'épaisseur dépasse quelques dizaines d'angströms. La probabilité de passage des électrons « tunnel » à travers une barrière isolante décroît en effet exponentiellement avec la largeur de celle-ci. Mais l'application d'une tension entre les deux électrodes est susceptible, selon la théorie de FOWLER-NORDHEIM, de réduire cette distance « tunnel ».

La configuration métal, oxyde-métal peut être schématisée sur la figure 3 dans laquelle :

εF_1 : est le niveau de Fermi du métal 1,
ϕ_1 : la hauteur de la barrière du côté du métal 1,
εF_2 : le niveau de Fermi du métal 2,
ϕ_2 : la hauteur de la barrière du côté du métal 2,
V : la tension appliquée entre les deux électrodes,
a : l'épaisseur d'oxyde.

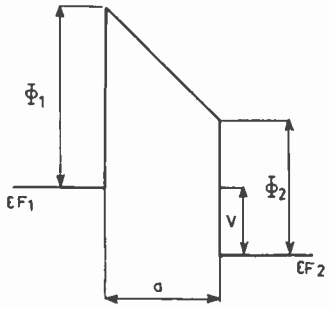


FIG. 3.

Si la tension appliquée entre les deux électrodes est faible, le courant passant dans cette structure est de la forme :

$$J = AV\, e^{-\frac{2a}{h}\left(\frac{2\varphi m}{A}\right)^{1/2}}$$

A : constante du milieu considéré,
h : constante de Planck,
m : masse de l'électron.

Dans ce cas, le courant varie linéairement avec la tension appliquée quelle que soit la température de l'ensemble.

Si la tension appliquée est forte, la densité de courant traversant l'isolant a pour expression :

$$i = \frac{BV^2}{\Phi a^2}\, e^{-\frac{\alpha a \Phi^{\frac{1}{2}}}{V}}$$

B et α sont des constantes.

On remarque l'indépendance de la densité de courant vis à vis de la température.

La figure 4 représente la caractéristique courant-tension d'une couche d'oxyde de tantale de 50 Å d'épaisseur.

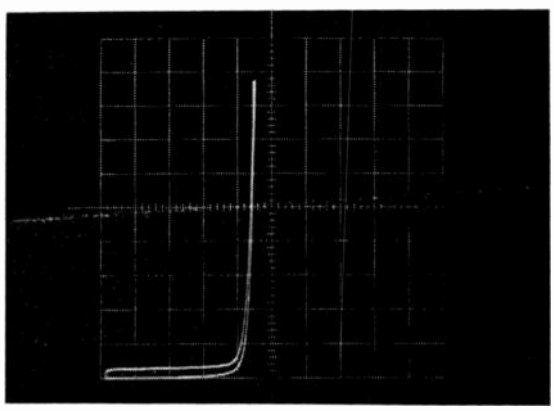


FIG. 4. — Effet tunnel dans une couche d'oxyde de tantale.
T = 77 K Horizontalement 1 V/carreau
Verticalement 0,2 mA/carreau

Il est évident que la caractéristique courant-tension restera indépendante de la température dans la mesure où les constantes physiques de la couche d'oxyde le resteront.

L'effet tunnel dans les couches d'oxyde anodique a déjà fait l'objet de nombreuses études et il n'entrait pas dans notre propos de développer particulièrement ce sujet. La présence d'effet tunnel est pour nous un critère de qualité et d'homogénéité dans la gamme des épaisseurs où se produit le phénomène.

3.2.2. *Effet Schottky-Frenkel*

Dès que l'épaisseur dépasse plusieurs dizaines d'angströms, l'influence de la température devient importante ; un courant s'établit entre la cathode et l'anode suivant le modèle proposé par SCHOTTKY.

Si ϕ est l'énergie nécessaire à l'électron pour passer du niveau Fermi de l'électrode à celui de la bande de conduction du diélectrique, cette énergie pourra être apportée par l'agitation thermique et, en négligeant les charges d'espace, nous aurons un courant thermoionique de la forme :

$$J = AT^2 e^{-\frac{q\phi}{kT}}$$

k = constante de Boltzmann,
q = charge électronique,
t = température absolue.

On devra tenir compte alors de la perturbation apportée par les charges ioniques et électroniques.

L'attraction électrostatique entre un électron et l'ion voisin à pour expression, d'après FRENKEL :

$$F_a = \frac{q^2}{4\pi\varepsilon a^2}$$

ε : constante diélectrique du milieu,
a : distance des deux charges.

Tout champ électrique appliqué s'opposera à celui qui existe entre l'ion et l'électron :

$$F_{\text{champ}} = -qE$$

d'où la force totale :

$$F_T = \frac{q^2}{4\pi\varepsilon a^2} - qE$$

au point a_0 où la barrière aura un maximum :

$$F_T = 0 = \left(\frac{\delta V}{\delta x}\right)_{x = a_0}$$

d'où
$$a_0 = \left(\frac{q}{4\pi\varepsilon E}\right)^{1/2}.$$

La réduction de la barrière sera due à l'action conjuguée du potentiel d'attraction électrostatique et du potentiel dont dérive le champ appliqué :

$$\Delta W = \frac{q^2}{4\pi\varepsilon a_0} + a_0 qE$$

$$\Delta W = 2\left(\frac{q^3 E}{4\pi\varepsilon}\right)^{1/2}$$

L'abaissement de la barrière se traduira par une augmentation du courant Schottky qui sera alors de la forme :

$$J = AT^2 e^{\frac{1}{kT}\left[2\left(\frac{qV}{4\pi\varepsilon d}\right)^{1/2} - q\Phi\right]}$$

V = différence de potentiel entre les deux électrodes,
d = distance interélectrode.

La figure 5 représente l'allure de la variation du courant en fonction de la tension pour une couche d'épaisseur voisine de 180 Å. On observe bien une variation linéaire du logarithme du courant en fonction de la racine carrée de la tension.

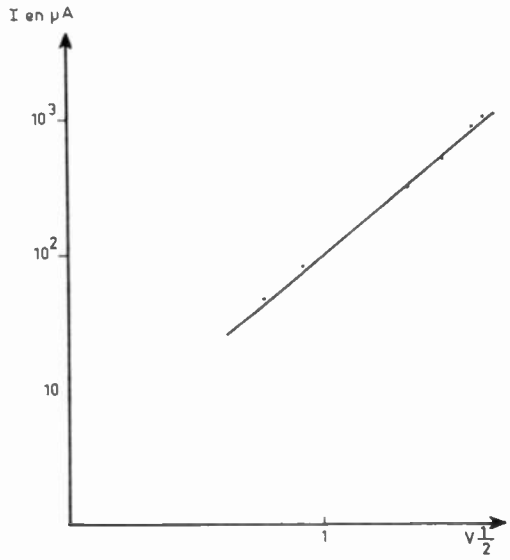


FIG. 5.

Des caractéristiques courant-tension en régime alternatif sont représentées sur la figure 6 où les tensions d'anodisation sont respectivement de 5, 10, 15, 20, 25 et 30 V.

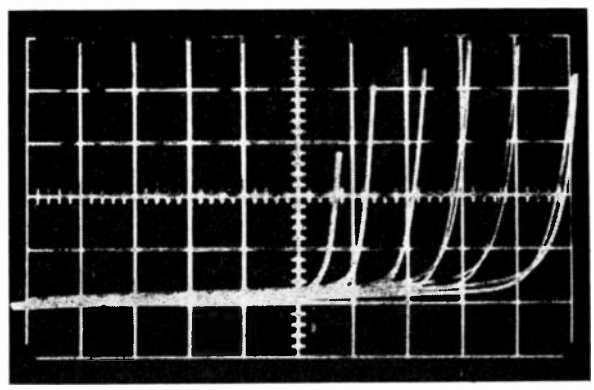


FIG. 6. — Caractéristiques courant-tention pour des couches don. les tensions d'anodisation sont respectivement, 5, 10, 15, 20, 25 Vt.

La pente p de la courbe n° 5 s'écrit :

$$p = \frac{C}{T}\,\frac{1}{(\varepsilon d)^{1/2}}$$

C = constante = 8,78 avec $\begin{cases} d = \text{en centimètres} \\ T = 293\ ^\circ\text{K} \end{cases}$

D'autre part, les mesures de la capacité et de la pente p conduisent à déterminer les quantités εd et ε/d, par conséquent le pouvoir inducteur ε et l'épaisseur d de la couche de diélectrique. On a pu ainsi trouver une valeur de voisine de 28 pour l'oxyde de tantale anodique.

3.2.3. *Effet capacitif*

Enfin, au delà du domaine des diodes Schottky, les couches minces d'oxyde anodique se comportent comme des isolants capacitifs. Leur emploi dans les condensateurs en couches minces s'est généralisé ces dernières années. Cependant la polarisation de ces condensateurs est un indice supplémentaire d'anisotropie. Cette polarisation se manifeste de plusieurs façons :

— A une fréquence donnée, les caractéristiques des condensateurs présentent une dissymétrie suivant la polarité de la différence de potentiel appliquée aux bornes de ces condensateurs.

— La résistance d'isolement mesurée dans le sens de la formation de la couche est supérieure à celle que l'on constate en sens inverse. Les courbes représentant les variations des résistances d'isolement en fonction de la tension de formation, avec l'une ou l'autre polarité, sont croissantes et parallèles.

3.3. Modèle

Tous les phénomènes décrits auparavant nous fournissent des éléments susceptibles d'aider à l'élaboration d'un modèle.

3.3.1. *Au début de la formation, les couches sont homogènes (effet tunnel, effet Schottky, mesures optiques).*

3.3.2. Quand l'épaisseur croît correlativement à la tension de formation, la neutralité interne de la couche n'est plus totale (micropiles). Il y a apparition d'une zone de transition au niveau de chaque électrode et la couche acquiert une structure « sandwich » ; une zone intrinsèque comprise entre deux zones extrinsèques (effet photovoltaïque).

3.3.3. Cette structure semble être la suivante :

matrice N.I.P. contre électrode,
zone N : à forte concentration en cations,
zone I : oxyde stoechiométrique,
zone P : oxyde, à défaut de cations, et excès d'ions oxygène ou hydroxyle adsorbés.

— Identification des zones N et P par mesure d'indice de réfraction aux interfaces (1), de la zone I par mesure de l'indice moyen. Les zones N et P semblent avoir des épaisseurs constantes quelle que soit la tension de formation (courbes de l'indice moyen en fonction de la tension de formation et parallélisme des courbes de variation des résistances d'isolement mesurées sous des polarités différentes).

(1) L'indice à l'interface matrice-oxyde se rapproche davantage de l'indice réel du métal que de celui de l'oxyde.

4. Oxyde de titane anodique

4.1. Propriétés de l'oxyde de titane anodique

On peut tenter d'éprouver la validité du modèle précédent en examinant le comportement des couches diélectriques obtenues par oxydation anodique du titane, couches qui doivent présenter à priori une structure moins homogène que celle de l'oxyde anodique de tantale. Il y avait à cela deux raisons : tout d'abord dans le titane, les potentiels d'ionisation successifs ont des valeurs assez proches l'une de l'autre.

D'autre part, la croissance d'une pellicule d'oxyde de titane est entravée par des phénomènes d'empêchement stérique. On a pu constater qu'une pellicule d'oxyde thermique présentait une stratification en sous-oxydes correspondant à des valences du titane, croissantes à partir de l'interface matrice-oxyde.

Dans le cas de l'oxydation thermique comme dans le cas de l'oxydation anodique, on peut expliquer cette hétérogénéïté de la manière suivante : les ions métalliques migreraient à travers la couche superficielle d'oxyde sous l'action des champs électriques développés soit par les doublets inoccupés des atomes d'oxygène adsorbés, dans le cas de l'oxyde thermique, soit par la différence de potentiel existant entre la matrice et l'armature fixe de la double couche d'Helmholtz créée dans l'électrolyte au niveau de l'électrode. A partir d'une certaine épaisseur, ce champ est trop faible pour provoquer la migration de cations à partir de l'interface matrice-oxyde sous leur forme la moins ionisée, et ne s'exerce que sur des cations métalliques déjà présents dans la couche d'oxyde. La vitesse de diffusion de ces cations à travers l'oxyde, est d'autant plus grande que leur ionisation est plus poussée : en effet, leur volume ionique plus faible rend leur migration plus aisée et la force qu'exerce sur eux le champ électrique est d'autant plus importante que leur charge est plus grande. La migration des anions oxygène et hydroxyle ne peut être concurrentielle dans le cas de l'oxydation anodique. Leur mobilité dans la zone de charge d'espace que représente la double couche d'Helmholtz est très faible. Leur volume ionique, d'autre part, est beaucoup plus important que celui des cations, ils doivent donc se fixer à la surface de l'oxyde anodique par adsorption et confèrent ainsi à celle-ci une certaine charge.

Ces considérations permettent de prévoir un gradient de concentration en cations de charge croissante dans la couche. La physique du solide nous donne une représentation d'une telle structure ; c'est la jonction ionique graduelle du type matrice-N-P. La surface de l'oxyde, à forte concentration en anions, joue le rôle d'une zone P. Les courbes de variations de la capacité en fonction de la tension de polarisation sont venus confirmer ce modèle entre quelques dizaines et quelques centaines d'angströms.

4.2. Variations de la capacité en fonction de la tension de polarisation

En étudiant la variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation d'une série de condensateurs à couches d'oxydes anodiques de titane, de tension de formation croissante, nous avons observé que cette variation est importante dans une gamme d'épaisseurs correspondant à des tensions d'anodisation comprises entre 5 et 25 V. Ce phénomène s'atténue pour disparaître complètement quand l'épaisseur augmente. La valeur de la capacité est alors constante quelle que soit la différence de potentiel appliquée aux bornes du condensateur.

La figure 7 représente la variation de capacité en fonction de la tension de polarisation d'un condensateur dont le diélectrique est formé à 20 V.

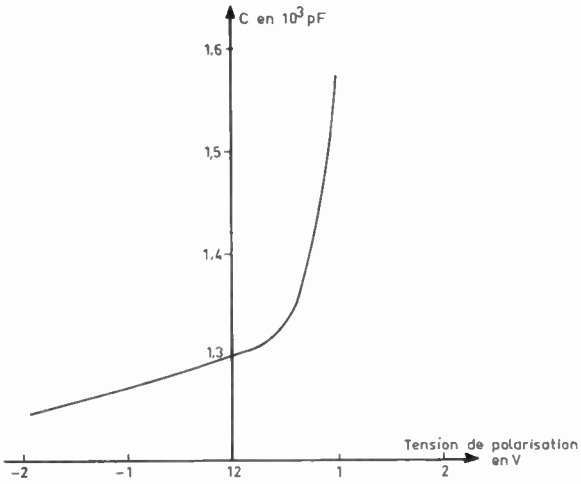


Fig. 7.

C'est une variation linéaire de $1/C^3$ en fonction de la tension de polarisation inverse. La polarité positive étant prise sur la matrice ; cette variation est caractéristique de la jonction graduelle. Ainsi dans une certaine gamme d'épaisseurs, la couche d'oxyde anodique de titane se comporte davantage en semiconducteur qu'en isolant. Cette observation a été renforcée par les effets de redressement et d'électroluminescence observés sur ces mêmes couches.

4.3. Effet de redressement et électroluminescence

De tels condensateurs pourvus d'une contre-électrode métallique dont le travail de sortie est suffisamment élevé pour assurer un contact ohmique entre la couche d'oxyde anodique et le métal, se comportent comme des diodes ayant un bon rapport de redressement.

La figure 8 représente la caractéristique courant-tension d'une telle diode à la couche d'oxyde anodique formée à 15 V et à contre-électrodes d'or.

Nous avons remarqué qu'une émission lumineuse se produisait lors du passage du courant dans la diode. Le spectre n'en a pas encore été déterminé, mais il semble bien que ce phénomène soit identique à celui que signalaient déjà MM. Thureau et Tosser [4] dans les couches d'alumine. La figure 9 représente

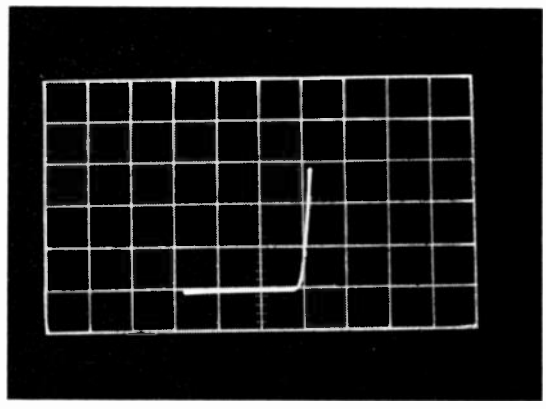


Fig. 8. — Caractéristique de diode d'une couche d'oxyde anodique de titane. Horizontalement 2 V/carreau
Verticalement 1 mA/carreau

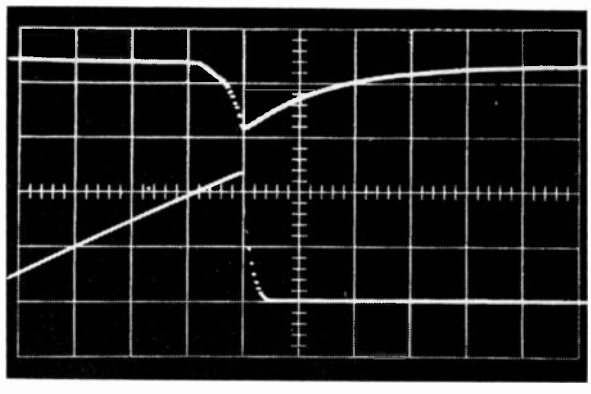


Fig. 9. — Réponse d'un photo multiplicateur (courbe du haut) à une impulsion de courant (courbe du bas).

la réponse d'un photomultiplicateur placé devant une diode soumise à une impulsion de courant.

Ces effets disparaissent comme la variation de capacité en fonction de la tension de polarisation dès que l'épaisseur de la couche dépasse 350 Å.

4.4. Modèle

Dans l'oxyde de titane anodique, lorsque l'épaisseur croît, une jonction ionique graduelle du type matrice-N.P., s'interpose entre les couches à effet « tunnel » et les couches à structure matrice. N.I.P. Les dernières présentent les mêmes propriétés que les couches d'oxyde de tantale correspondantes, seule l'importance relative des zones N et P semble différente.

5. Modification de structure sous l'effet d'un champ électrique

5.1. Modification de structure des couches d'oxyde anodique de titane sous l'effet d'un champ direct progressivement croissant

Nous désignons par champ électrique direct le champ engendré par une différence de potentiel de polarité inverse de celle qui était appliquée pendant l'oxydation anodique. Nous avons étudié l'action de ce champ sur des structures titane-oxyde anodique de titane-or, à épaisseur d'oxyde croissante.

5.1.1. *Structure à couches d'oxyde d'épaisseur comprise entre* 50 *et* 350 Å

De telles structures fonctionnent en diode, elles supportent des tensions inverses voisines de 10 V avec un courant direct de 10 mA. Quand on applique une tension directe croissante, le courant inverse augmente de façon considérable et la caractéristique diode se transforme, de façon irréversible, en caractéristique du type Zener. (fig. 10). Cependant l'application d'une tension inverse au cours d'un tel processus en retarde l'évolution et parfois même l'arrête.

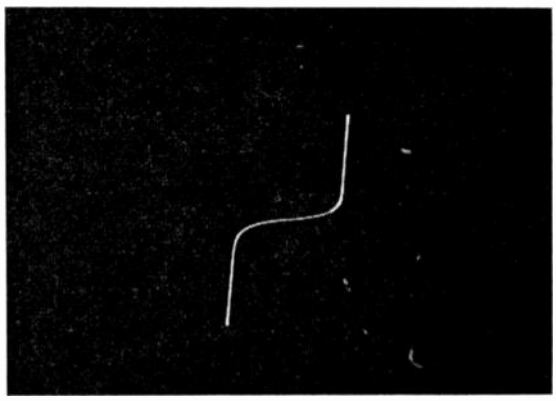


FIG. 10. — Caractéristique symétrique
Horizontalement 1 V/carreau
Verticalement 2 mA/carreau

5.1.2. *Structure à couches d'oxyde d'épaisseur comprise entre 350 et 1 500* Å *environ*

Quand on augmente progressivement la tension aux bornes de la structure, la résistivité de la couche d'oxyde accuse une chute sensible (le rapport entre ces deux valeurs est d'environ 10^{-4}) et un courant direct apparaît; celui-ci croît peu à peu et la nouvelle caractéristique évolue (de la même manière que celle des structures précédentes).

5.1.3. *Structure à couches d'oxyde d'épaisseur supérieure à 1 500* Å

Nous n'avons pu observer de modifications de la caractéristique capacitive avant que ne se produise un claquage diélectrique.

5.2. PHÉNOMÈNES D'INSTABILITÉ : RÉSISTANCE NÉGATIVE ET OSCILLATIONS

L'évolution des caractéristiques observées dans les deux premiers cas traduit une certaine réorganisation de la structure. Au cours de ces expériences, différents phénomènes d'instabilité (résistance négative et oscillations) ont été constatés.

Les caractéristiques, au cours de la transition de diode redresseuse en diode Zener, présentent des zones à résistance négative contrôlée en courant. Ces zones, assez fugitives à la température ordinaire surtout pour les couches les plus épaisses, deviennent stables à la température de l'azote liquide, avec cependant une nette diminution de la valeur de la tension de pic ; celle-ci tombe en effet de 1,6 V à la température ordinaire à 0,6 V à la température de l'azote liquide (fig. 11 et 12). Par contre la valeur de ce pic de tension est indépendante de l'épaisseur.

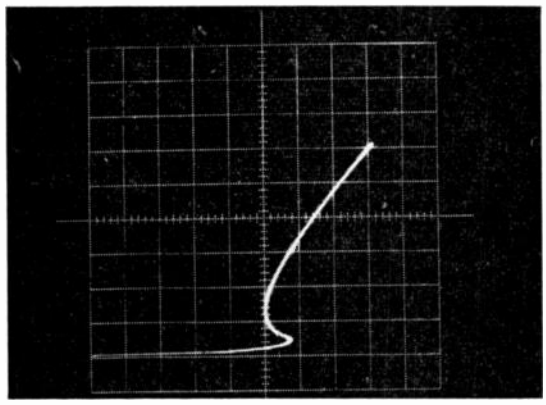


FIG. 11. — Résistance négative T = 300 K
Horizontalement 0,3 V/carreau
Verticalement 0,2 mA/carreau

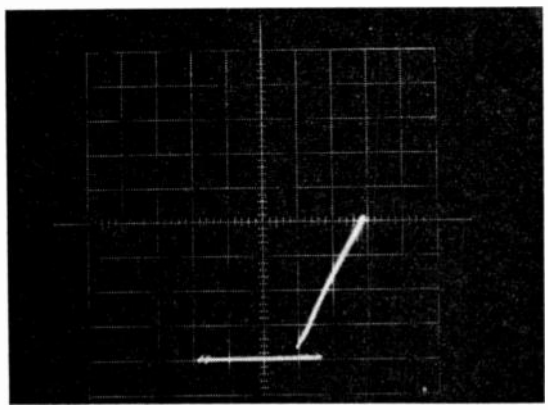


FIG. 12. — Résistance négative T = 77 °K
Horizontalement 0,2 V/carreau
Verticalement 1 mA/carreau

Il n'est pas rare de voir apparaître plusieurs zones à résistance négative sur une même caractéristique (fig. 13).

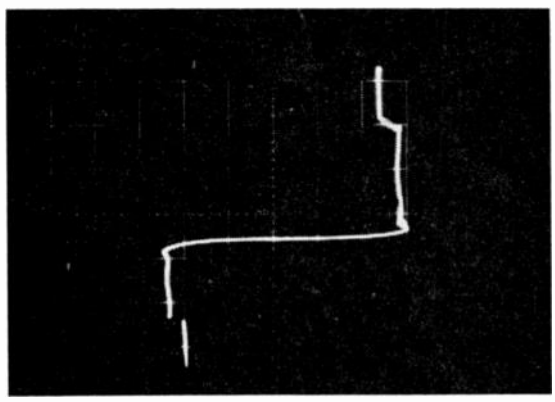


FIG. 13. — Caractéristique à deux zones de résistances négatives.

A la température de l'azote liquide, la portion de caractéristique à pente négative sert de liaison entre deux branches à pente positive, l'une de bas courant, l'autre de haut courant, ainsi que le montre la figure 12.

Le passage de l'une à l'autre de ces branches correspond à un régime d'instabilité. Ces zones d'instabilité

visibles sur la figure 14 ont l'aspect d'oscillations de relaxation. Ces dernières ont été isolées et étudiées en appliquant aux bornes des électrodes une différence de potentiel d'amplitude au moins égale à celle du pic de tension de la caractéristique (tension-crête ou tension critique). Leur fréquence et leur amplitude, pratiquement indépendantes de l'épaisseur de la couche, variant, la première par valeurs croissantes, la seconde par valeurs décroissantes, en fonction de l'amplitude de la tension de polarisation mais indépendamment de la forme de celle-ci. Elles apparaissent ainsi sans difficulté quand on utilise des tensions continues : par exemple, une structure à épaisseur d'oxyde voisine de 300 Å polarisée sous 0,6 V, présente des oscillations de fréquence 0,3 MHz et d'amplitude 0,15 V.

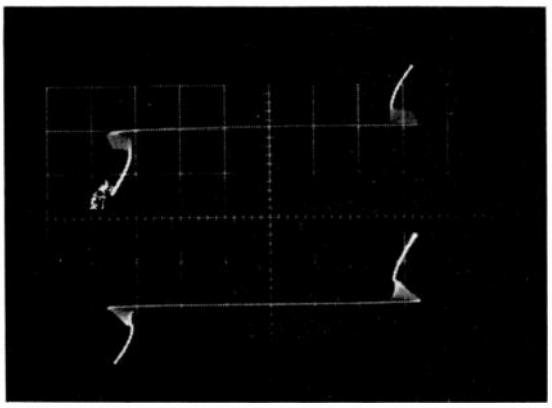


FIG. 14. — Caractéristique à zones d'instabilités.
a) sans circuit capacitif.
b) avec une capacité de 0,1 μF en parallèle.

La figure 15 montre la réponse d'une telle structure à une impulsion de tension.

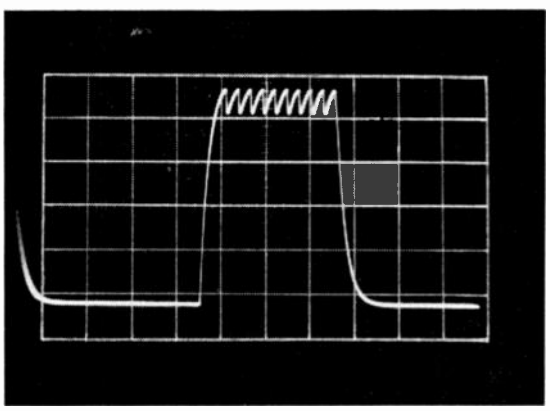


FIG. 15. — Réponse en tension d'une droite. Horizontalement 20 μs/carreau

5.3. CIRCUIT ÉQUIVALENT

Pour donner une représentation électrique simple des phénomènes décrits précédemment, nous proposons un modèle de circuit équivalent schématisé sur la figure 16.

Il comprend un générateur de tension continue E, une résistance de charge R_c et une structure matrice-oxyde anodique-métal. Cette dernière peut être

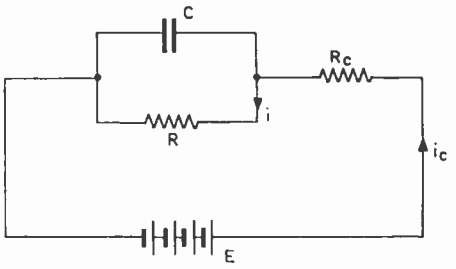


FIG. 16.

décomposée en deux éléments de circuit : un élément capacitif C et un élément résistif R.

La partie résistive R pourra prendre, comme le montre la caractéristique représentée sur la figure 12, deux valeurs :

— Une forte valeur pour les tensions inférieures à la tension critique,

— Une faible valeur pour les tensions supérieures à la tension critique.

L'équation différentielle représentative de la dynamique de ce circuit peut s'écrire :

$$E = \left(\frac{R+R_c}{RC}\right) q + R_c \frac{dq}{dt}.$$

Une solution particulière de cette équation est de la forme :

$$q = q_0 \, e^{-\frac{R+R_c}{R R_c C} t}.$$

La constante de temps du phénomène aura pour valeur :

$$\tau_{ch} = \frac{R R_c C}{R+R_c},$$

Lorsque la tension aux bornes du condensateur est inférieure à la tension critique V_0, il va se charger, la résistance R étant grande par rapport à la résistance de charge. On obtient alors une constante de temps de charge τ_{ch}.

$$\tau_{ch} \simeq R_c C \; (R \gg R_c)$$

La tension critique V_0 une fois atteinte, la valeur de la résistance R diminue brusquement et l'élément capacitif C se décharge avec une constante de temps. $\tau_{déch} \simeq RC(R \ll R_c)$.

La décharge cessera dès que la tension aux bornes de la résistance R atteindra V_0.

Le processus est à peu près identique à celui d'une décharge de condensateur dans un tube à gaz.

La période des oscillations T sera de la forme :

$$T \simeq \alpha C(R+R_c)$$

α = coefficient de proportionnalité

La courbe 17 représentant la variation de T avec une capacité en parallèle donne la valeur de la capacité dynamique C (point d'intersection de la courbe et de l'axe des abcisses).

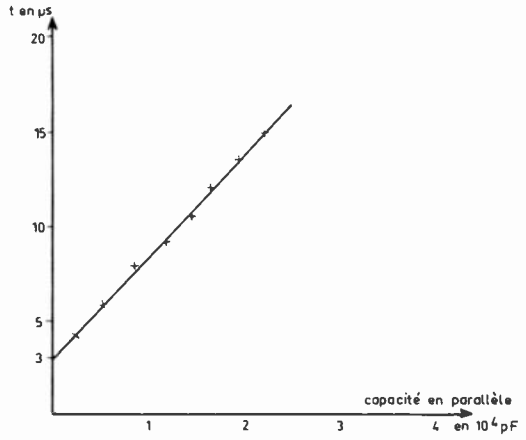


FIG. 17.

On peut faire varier la forme et l'amplitude des oscillations en modifiant le point de fonctionnement choisi. En effet, la constante de temps de charge étant de la forme :

$$\tau = \frac{R R_c C}{R + R_c} .$$

si le point de fonctionnement est choisi de telle manière que R ne puisse plus être considéré comme grand par rapport à R_c, sa valeur diminue ; c'est ce qui se produit lorsqu'on augmente le champ électrique. On peut ainsi obtenir un temps de montée égal au temps de descente (fig. 18) mais, dans ces conditions, l'amplitude du signal diminuera jusqu'à disparaître.

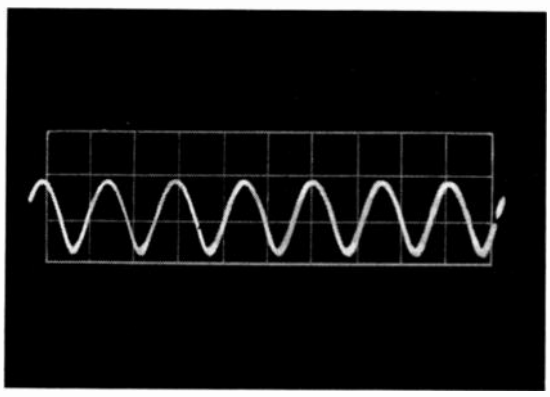


FIG. 18. — Oscillations symétriques Verticalement 20 µV/carreau Horizontalement 1 µs/carreau

5.4. INTERPRÉTATION DES PHÉNOMÈNES DE RÉORGANISATION STRUCTURALE SUR LA BASE DES MODÈLES ÉTABLIS PRÉCÉDEMMENT

5.4.1. *Evolution de la caractéristique courant-tension*

Les structure Ti-oxyde anodique de titane-Au, sous l'action d'un champ électrique direct croissant, voient tout d'abord leur résistivité diminuer, puis leur caractéristique courant-tension devenir peu à peu symétrique. Que l'on envisage une migration ionique sous l'action du champ électrique ou l'intervention d'ions métalliques comme centres pièges, il semble bien se créer au voisinage de l'une des électrodes, une zone d'inversion tendant à modifier la structure initiale à jonction ionique graduelle en structure à jonctions symétrique.

5.4.2. *Résistance négative et oscillations*

A la température de l'azote liquide, l'application d'un champ électrique direct suffisamment élevé peut exciter, à une énergie relativement importante, quelques électrons libres dans la matrice. Ceux-ci pénètrent dans la couche d'oxyde et, par ionisation cumulative, vont exciter des électrons piégés. C'est ainsi qu'apparaîtra une caractéristique de haut courant au delà d'une certaine tension. Ce pic de tension semble être lié à un potentiel d'ionisation du titane. Un rapprochement peut être fait entre la valeur de la tension critique observée à la température ordinaire, 1,6 V, et le potentiel électrochimique d'ionisation de Ti en Ti^{2+}, 1,63 V. D'autre part, la présence de plusieurs zones à résistance négative sur une même caractéristique pourrait correspondre au dépiégeage d'électrons fixés sur des ions titane de degré d'ionisation différent. Un fait vient à l'appui de cette hypothèse : nous avons étudié une structure voisine, Ti-oxyde anodique de titane-Al. La présence d'aluminium dans une zone d'inversion introduirait des niveaux pièges supplémentaires et les caractéristiques obtenues à la température de l'azote liquide révèlent, en effet, la présence de multiples résistances négatives (fig. 19).

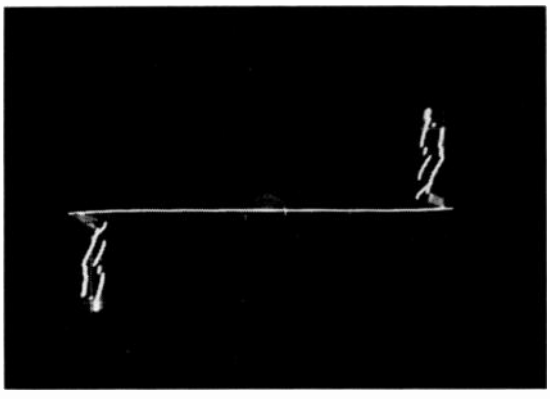


FIG. 19. — Caractéristique à plusieurs zones de résistances négatives.

Enfin, il serait séduisant de considérer les oscillations qui prennent naissance entre les branches de caractéristiques, de haut et bas courant correspondant à la première résistance négative, comme un phénomène transitoire dû au passage des atomes de titane de l'état fondamental à l'état ionisé et vice-versa. La forme des oscillations qui sont des oscillations de relaxation, indique cependant l'intervention d'un autre phénomène qui aurait son origine dans la non homogénéité de la zone de transition entre l'oxyde anodique et la matrice ; c'est ainsi que l'état de surface de celle-ci pourrait jouer un rôle important.

5.4.3. *Confirmation du modèle ; analogie avec un transistor*

En résumé, nous avons montré qu'une structure Ti - oxyde anodique de titane - Au, où l'épaisseur d'oxyde était inférieur à 1 000 Å, subissait, sous l'action d'un champ électrique direct, une évolution continue, et que le terme de cette évolution était une structure symétrique. Nous avons voulu voir si une structure symétrique connue présentait les mêmes phénomènes. La figure 20 montre la caractéristique d'un transistor à jonction au germanium plongé dans l'azote liquide. Une différence de potentiel était établie entre l'émetteur et le collecteur, la base étant flottante.

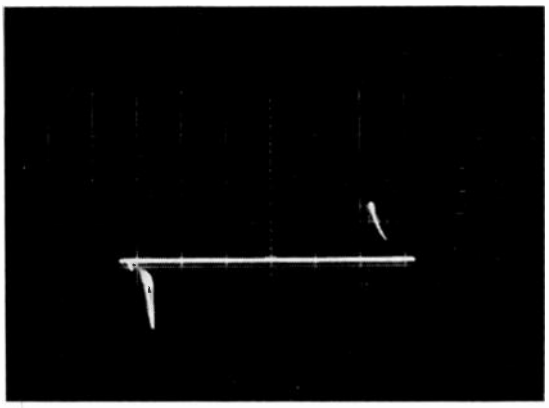


FIG. 20. — Caractéristique émetteur-collecteur (base flottante) à 77 °K
Horizontalement 10 V/carreau
Verticalement 5 mA/carreau

Si on compare cette figure à la figure 14, on reconnait une certaine similitude des caractéristiques du transistor et des structures étudiées.

6. Conclusion

Nous avons rassemblé dans cet exposé quelques caractères originaux des oxydes anodiques de tantale et de titane, caractères qui leur font occuper une place à part dans la physique des milieux amorphes et celle des couches minces. Ces couches peuvent être considérées comme amorphes, car nos moyens d'investigation ne sont pas capables d'y déceler la présence d'une organisation cristalline. L'anisotropie, conséquence de leur mode de formation, leur confère des propriétés permettant de les assimiler à des plasmas gelés. Ainsi, les couches d'oxyde anodique de tantale se comportent comme un électrolyte dans les micropiles. Les couches d'oxyde de titane, plus anisotropiques, subissent une réorganisationstr ucturale sous la simple action d'un champ électrique.

Dans le domaine des couches minces, elles représentent une singularité car, suivant leur épaisseur, elles peuvent se comporter, soit comme des isolants, soit comme des semiconducteurs aux propriétés voisines de celles que possèdent certaines structures cristallines.

L'intérêt qu'elles soulèvent dans l'industrie des composants électroniques est indéniable. Les condensateurs à oxyde anodique de tantale sont déjà couramment employés et se révèlent nettement supérieurs aux condensateurs correspondants à l'oxyde anodique de titane. Les couches minces de ce métal, surtout aux épaisseurs inférieures à 1 000 Å, pourraient voir leur propriétés semiconductrices exploitées dans certains dispositifs actifs (diode redresseuse, diode Zener, diode « tunnel »), dans des dispositifs à mémoire utilisent la caractéristique à résistance négative, enfin, des dispositifs amplificateurs de signal de courant (oscillations). De telles applications demeurent néanmoins encore au stade de l'étude initiale.

BIBLIOGRAPHIE

[1] YOUNG L. — « Anodic Oxide Films » Academic Press London and New-York (1961).

[2] LEBRUN. — « *L'Onde Electrique* », octobre 1963.

[3] GUITTARD, BABOUI, PERNOUX. — *C.R. Acad. Sci*, Paris (7 février 1966).

[4] TOSSER, RIOLS, THUREAU. — *C.R. Acad. Sci*, Paris (9 ao ût 1965).

[5] CHOPRA. — *J. Appl. Phys* 36, 184 (1965) p. 184.

PIÉZORÉSISTIVITÉ D'ÉLÉMENTS DIFFUSÉS EN SILICIUM

PAR

M. GRANVEAUD et P. MALSAN

Bureau d'Analyse et de Recherches Appliquées
Boulogne

1. Préliminaires

Une des caractéristiques électriques d'un corps est sa résistivité ; celle-ci est fonction de l'état de contrainte mécanique du corps.

L'effet piézorésistif est constitué par la variation de résistivité d'un corps soumis à une variation de contraintes mécaniques.

Cette propriété générale est particulièrement intéressante pour certains semiconducteurs tels que le silicium, le germanium, le tellurure de plomb, l'antimoniure de gallium..

En effet pour ces corps :

— l'effet piézorésistif est important ;
— il est fortement anisotrope (il dépend de la direction de la contrainte par rapport aux axes cristallographiques) ;
— on dispose généralement de deux types de semiconducteurs (P et N) ; et il est aisé de faire varier la résistivité dans une gamme importante ;
— pour les cristaux *cfc* (type diamant ou NaCl), la piézorésistivité est relativement simple à étudier du point de vue analytique.

Dès 1932, P.W. BRIDGMAN et M. ALLEN s'intéressent à la piézorésistivité des cristaux.

En 1954, C.S. SMITH [1] fait paraître un article « Effet piézorésistant du germanium et du silicium ». Il est le premier à définir complètement la piézorésistivité de ces deux semiconducteurs et à donner un ensemble cohérent de valeurs.

Ces travaux marquent le début de nombreuses recherches dans ce domaine [2], [3], [4], [5], [6], [7].

Avant de traiter le problème des éléments diffusés en silicium, il est nécessaire de faire quelques rappels sur la piézorésistivité du silicium homogène.

(1) Les termes d'ordre supérieur à $\Pi_{ijkl} = \frac{\Delta \rho_{ij}}{\rho_0 \, T_{kl}}$ sont négligés.

2. Piézorésistivité du silicium homogène

2.1. Expression analytique de la piézorésistivité

L'équation mathématique reliant le champ électrique, la densité de courant, la contrainte et la piézorésistivité est la suivante [8] :

$$E_i = \sum_j (\delta_{ij} \rho_0 I_j + \rho_0 \sum_{k,l} \Pi_{ijkl} T_{kl} I_j) \qquad (1)$$

E_i : champ électrique dans la direction i,
ρ_0 : résistivité sans contraintes du silicium,
δ_{ij} : $\delta_{ij} = 1$ pour $i = j$; $\delta_{ij} = 0$ pour $i \neq j$,
I_j : densité de courant dans la direction j — supposée faible et constante,
Π_{ijkl} : tenseur de piézorésistivité d'ordre 4,
T_{kl} : tenseur d'ordre 2 des contraintes appliquées au cristal ; les coefficients intervenant dans le tenseur sont faibles.

La piézorésistivité des monocristaux de silicium est exprimée à l'aide d'un tenseur d'ordre 4 (81 composants). La théorie des groupes montre qu'elle est entièrement définie par trois coefficients indépendants Π_{11}, Π_{12}, Π_{44} ; dans un espace à 6 dimensions, il est possible de représenter Π_{ijkl} par une matrice symétrique 6×6 [9] ; cette matrice, lorsqu'il y a coïncidence des axes de références et des axes cristallographiques, s'écrit :

$$\Pi_{mn} = \begin{bmatrix} \Pi_{11} & \Pi_{12} & \Pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \Pi_{12} & \Pi_{11} & \Pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \Pi_{12} & \Pi_{12} & \Pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Pi_{44} \end{bmatrix}$$

Et elle satisfait l'équation matricielle :

$$\frac{\Delta\rho_m}{\rho_0} = \sum_n \Pi_{mn} T_n.$$

Dans le cas général, une matrice de changement d'axes M [9] permet de se ramener à ce cas simple.

2.2. Utilisation de l'effet piézorésistif pour la connaissance du silicium

Les trois coefficients ci-dessus peuvent être utilisés pour la connaissance fondamentale du silicium. Des indications sur la structure de bandes du silicium. sont obtenues.

2.2.1. *Pour le silicium N, les points suivants sont confirmés ou établis*

— Il existe une forte densité électronique dans certaines « vallées » réparties le long des axes [100].

En effet, une contrainte dirigée suivant un axe [111] n'apporte qu'une petite variation de résistance, comparativement à des contraintes dirigées suivant d'autres axes.

— Les surfaces d'énergie constante sont des ellipsoïdes de forte excentricité.

— Les coefficients Π_{11} et Π_{12} sont proportionnels à l'inverse de la température absolue pour des températures inférieures à 250 °K.

— L'introduction par C. Herring [2] d'un potentiel de déformation pour l'expression des coefficients Π_{mn} s'est révélée très intéressante.

— En admettant avec O.N. Tufte et E.L. Stelzer [6], que la diffusion des porteurs de charge peut être décrite par $\tau = \tau_0 \varepsilon^j$ (le temps de relaxation est simplement fonction de l'énergie), il est possible de trouver des valeurs vraisemblables de j (²) (tableau 1).

Tableau 1

Valeurs de j, défini par $\tau = \tau_0 \varepsilon^j$
pour diverses concentrations de surface

Concentration de porteurs	j
de l'ordre de :	
10^{16} cm^{-3}	0
$3 \cdot 10^{18}$ cm^{-3}	0,5
$3 \cdot 10^{19}$ cm^{-3}	$-1 < j < -0,5$

2.2.2. Pour le silicium P, G.E. Pikus et G.L. Bir [10] ont établi une équation théorique de la piézorésistivité tenant compte de deux sortes de « trous » (« trous légers » et « trous lourds »).

Elle s'est trouvée confirmée par l'expérience [7].

(²) Valeurs résultant de nos travaux antérieurs (non publiés).

2.3. Application de l'effet piézorésistif

Une application intéressante est constituée par les jauges d'extensométrie. Ces jauges ont la forme d'un bâtonnet très allongé ; elles sont fixées par collage et mesurent des déformations suivant leur axe.

Par calcul, les contraintes sont déduites.

3. Piézorésistivité des éléments diffusés en silicium

3.1. Définition et caractéristiques d'un élément diffusé

L'utilisation des techniques « planar » (technique classique pour la fabrication des transistors) permet de diffuser dans un monocristal de forte résistivité des impuretés suivant une loi connue. On constitue un élément intégré au support et isolé électriquement de celui-ci par une jonction (fig. 1). (Il suffit de diffuser des impuretés N en quantité suffisante sur du silicium P ou vice-versa).

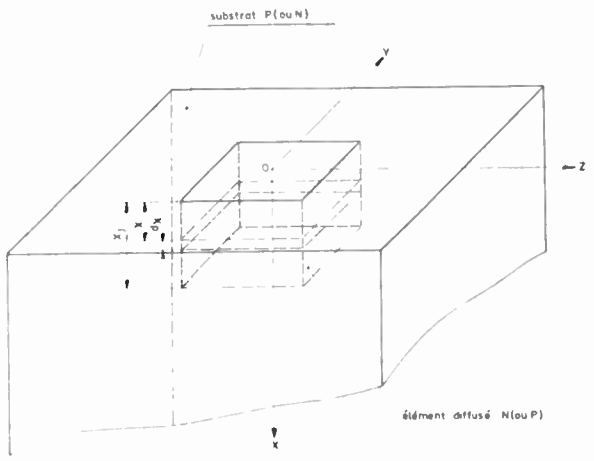


Fig. 1. — Elément diffusé

Cet élément est sensible à des contraintes. Il est caractérisé par :

— ses dimensions géométriques : notamment la profondeur X_j,

— la concentration d'impuretés C_s diffusées à la surface de l'élément,

— le profil de diffusion : c'est-à-dire la loi de variation de la concentration d'impuretés en fonction de X (le seul gradient d'impuretés a lieu suivant la direction OX). Les deux profils classiques de diffusion sont le profil gaussien

$$C = C_s \exp\left(-\frac{X^2}{4Dt}\right)$$

où D est le coefficient de diffusion, t, le temps et le profil en erfc (fonction d'erreur complémentaire) ;

— la concentration d'impuretés C_0 du substrat : la jonction P-N ou N-P a lieu à la profondeur X_j et :

$$C(X_j) = C_0$$

— l'isolement électrique de la jonction.

3.2. Définition analytique d'un coefficient piézorésistif moyen

Nous nous intéressons à la piézorésistivité de l'élément défini ci-dessus ; il est constitué par un empilement de couches homogènes infiniment minces dont la concentration d'impuretés varie selon la loi de diffusion. L'effet piézorésistif de cet élément est donc la somme des effets piézorésistifs de couches homogènes. Il sera exprimé à l'aide de trois coefficients. Nous calculons l'un de ces coefficients [11] Π_{mnD} (le D sert à différencier les coefficients des éléments diffusés des coefficients du matériau homogène).

Une couche infiniment mince a une concentration d'impuretés $C(X)$ constante et un coefficient $\Pi_{mn}(X)$ tel que :

$$\Pi_{mn}(X) = \frac{1}{T_n}\frac{\Delta\rho_m}{\rho_0}.$$

En introduisant σ_{Tn} et σ_0, les conductivités avec et sans contraintes,

$$\Pi_{mn}(X) = \frac{1}{T_n}\left(\frac{\sigma_0(X)}{\sigma_{T_n}(X)} - 1\right).$$

Pour l'élément diffusé, on définit un coefficient piézorésistif moyen Π_{mnD} par :

$$\Pi_{mnD} = \frac{1}{T_n}\left(\frac{\bar{\sigma}_0}{\bar{\sigma}_{T_n}} - 1\right)$$

$\bar{\sigma}_{Tn}$ et $\bar{\sigma}_0$ sont les valeurs moyennes de σ_{Tn} et σ_0 :

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{X_j}\int_0^{X_j}\sigma(X)\,dX.$$

Tenant compte de ces valeurs, l'expression de Π_{mnD} est :

$$\Pi_{mnD} = \frac{\displaystyle\int_0^{X_j}\frac{\sigma_0(X)\,\Pi_{mn}(X)}{1+T_n\,\Pi_{mn}(X)}\,dX}{\displaystyle\int_0^{X_j}\frac{\sigma_0(X)}{1+T_n\,\Pi_{mn}(X)}\,dX}.$$

Aux trois coefficients Π_{11}, Π_{12}, Π_{44} correspondent trois coefficients moyens Π_{11D}, Π_{12D}, Π_{44D}.

3.3. Π_{mnD} est indépendant de X_j

Il est très important de savoir si un coefficient Π_{mnD} est fonction de la profondeur X_j, comme semblent l'indiquer, à première vue, les intégrales qui le définissent.

La conductivité $\sigma_0(X)$ est égale à $e\mu(X)\,C(X)$ où $\mu(X)$ est la mobilité des électrons (ou trous), e la charge élémentaire.

Utilisant un profil gaussien

$$C(X) = C_s\exp\left(-\frac{X^2}{4Dt}\right),$$

Π_{mnD} s'écrit :

$$\Pi_{mnD} = \frac{\displaystyle\int_0^{X_j}\frac{\Pi_{mn}(X)\mu(X)\exp\left(-\frac{X^2}{4Dt}\right)}{1+T_n\,\Pi_{mn}(X)}\,dX}{\displaystyle\int_0^{Xj}\frac{\mu(X)\exp\left(-\frac{X^2}{4Dt}\right)}{1+T_n\,\Pi_{mn}(X)}\,dX}.$$

Il est intéressant de faire le changement de variable défini par :

$$u = \frac{X}{2\sqrt{Dt}}.$$

La nouvelle expression de Π_{mnD} est :

$$\Pi_{mnD} = \frac{\displaystyle\int_0^{X_j/2\sqrt{Dt}}\frac{\Pi_{mn}(u)\,\mu(u)\,e^{-u^2}}{1+T_n\,\Pi_{mn}(u)}\,du}{\displaystyle\int_0^{X_j/2\sqrt{Dt}}\frac{\mu(u)\,e^{-u^2}}{1+T_n\,\Pi_{mn}(u)}\,du}.$$

En se reportant à la loi gaussienne de diffusion, la borne supérieure $X_j/2\sqrt{Dt}$ a pour valeur :

$$\left(\ln\frac{C_s}{C_0}\right)^{1/2}.$$

Ainsi Π_{mnD} est le rapport de deux intégrales définies, calculées entre 0 et $\left(\ln\frac{C_s}{C_0}\right)^{1/2}$: c'est-à-dire que Π_{mnD} est une fonction de C_s/C_0 indépendante de X_j ; les coefficients piézorésistifs ne sont pas liés à la géométrie de l'élément.

Le même résultat serait obtenu avec un profil en erfc.

4. Détermination expérimentale des coefficients Π_{mnD}[3]

4.1. Généralités

Ayant choisi la concentration en impuretés du support ($C_0 = 5\cdot10^{15}$ cm^{-3})[4] et le profil de diffusion

(3) Les diffusions de tous les échantillons expérimentaux furent réalisées par les soins de la Société Silec (Société industrielle de liaisons électriques).

(4) C_0 fut choisi telle que $\frac{C_s}{C_0} \geqslant 100$ (l'effet de compensation du substrat est alors parfaitement négligeable).

(approximativement gaussien), nous avons étudié les coefficients Π_{mnD} avec les paramètres suivants :

— type de diffusion : N ou P,
— concentration de surface d'impuretés :

$$(5 \cdot 10^{17} \leqslant C_s \leqslant 5 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3})$$

— direction de la contrainte uniaxiale,
— direction du champ électrique,
— température : 77 °K $\leqslant T \leqslant$ 423 °K.

4.2. Schéma du montage utilisé

Il est représenté en figure 2.

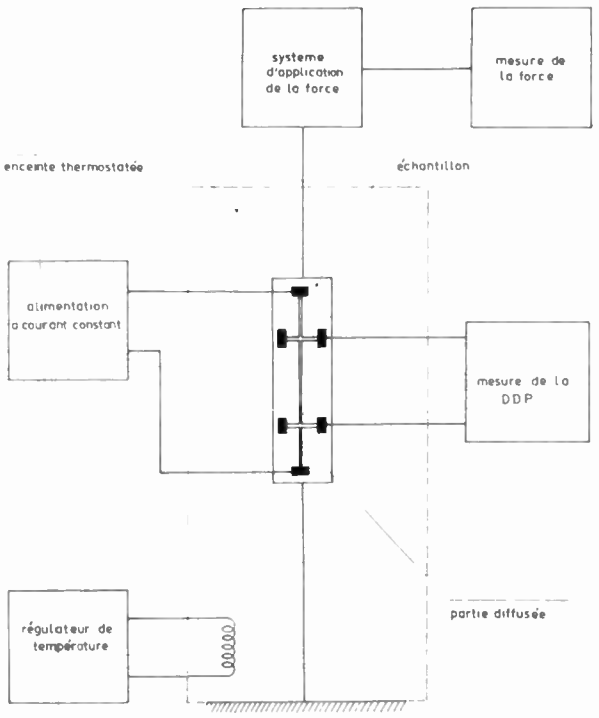


Fig. 2. — Schéma du montage

$$\Pi_{11D} = \frac{1}{T_1} \times \frac{\Delta \rho_1}{\rho_0} \qquad 1/2(\Pi_{11D} + \Pi_{12D} + \Pi_{44D})$$

4.2.1. *Partie électrique*

— Les mesures sont faites par une méthode de quatre pointes, l'échantillon étant alimenté en courant constant.

— Chaque coefficient Π_{mnD} est obtenu par :

$$\Pi_{mnD} = \frac{1}{T_n} \frac{\Delta V_m}{V_0} + K_1$$

où T_n est une contrainte uniaxiale, V_0 la différence de potentiel de l'élément pour $T_n = 0$, ΔV_m l'augmentation de cette différence de potentiel due à T_n dans la direction définie par m et K_1 un terme correctif dû à la variation des dimensions géométriques de l'échantillon.

4.2.2. *Partie mécanique*

L'échantillon est soumis à une tension pure. Des découplages mécaniques éliminent les contraintes parasites.

Cette tension est mesurée à l'aide d'un capteur de force placé en série avec l'échantillon.

4.3. Dispositions des éprouvettes

Les figures 3 et 4 montrent les contraintes, les orientations cristallographiques, et les prises de contact utilisés.

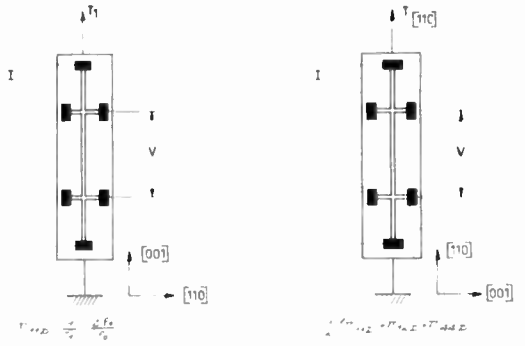


Fig. 3. — Disposition longitudinale.

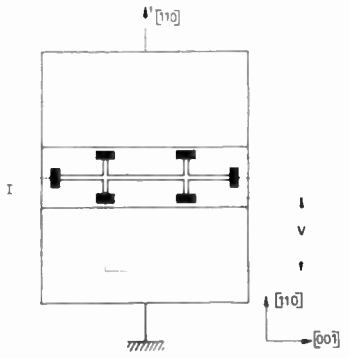


Fig. 4. — Disposition transversale : Π_{12D}.

Π_{44D} est obtenu par calcul à partir des trois combinaisons linéaires indépendantes.

4.4. Résultats

Les expériences répétées pour les types N et P fournissent des réseaux de courbes $\Pi_{mnD} = f(T, C_s)$ qui permettent de connaître n'importe quel coefficient piézorésistif dans les limites de température et de concentration de surface fixées.

Les figures 5, 6, 7 et 8 représentent les réseaux :

$\Pi_{11D} = f(T, C_s)$ pour les éléments N,

$1/2(\Pi_{11D} + \Pi_{12D} + \Pi_{44D}) = f(T, C_s)$ pour les éléments P,

et les variations de résistance sans contraintes correspondantes $R/R_0 = f(T, C_s)$ (5).

(5) R_0 est la résistance sans contraintes à 273 °K.

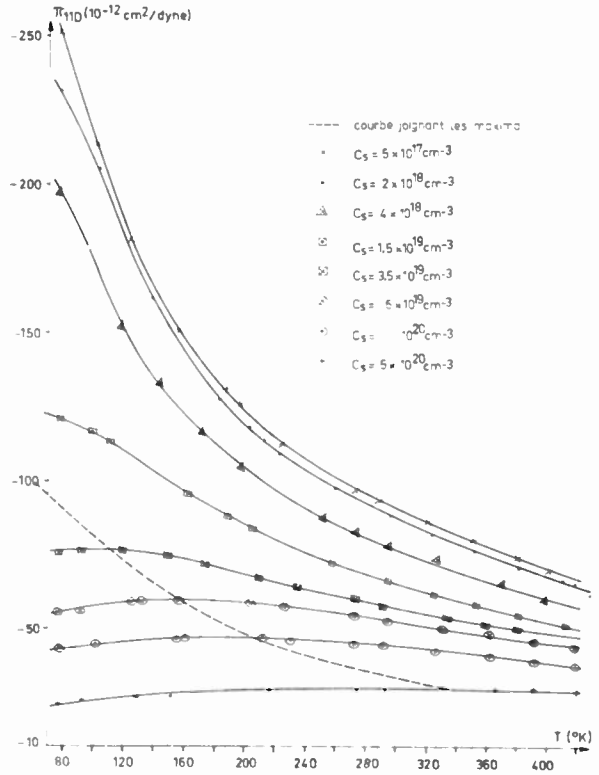


FIG. 5. — Variation du coefficient Π_{11D} en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments N).

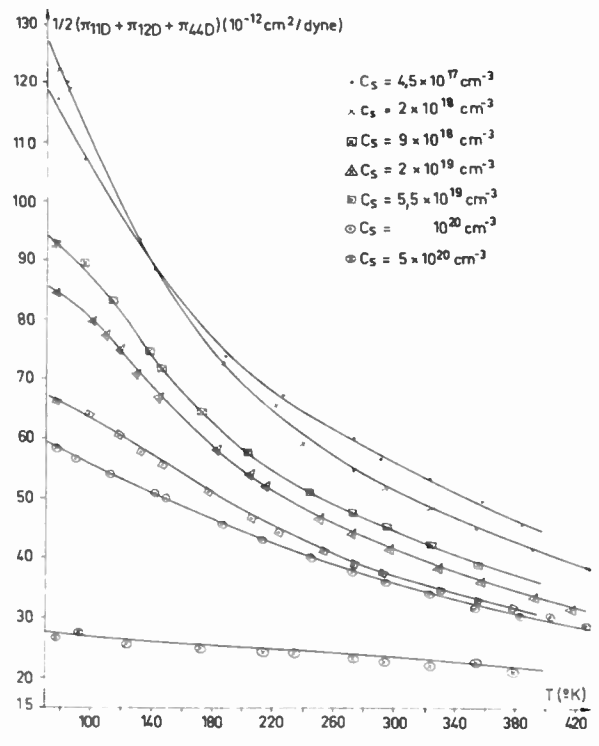


FIG. 6. — Variation de la combinaison linéaire de coefficients $1/2(\Pi_{11D}+\Pi_{12D}+\Pi_{44D})$ en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments P).

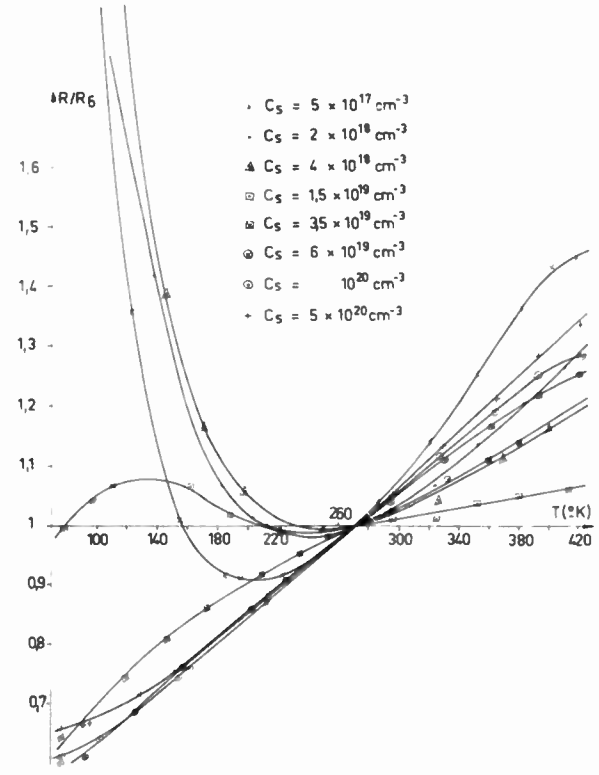


FIG. 7. — Variation de R/R_0 en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments N).

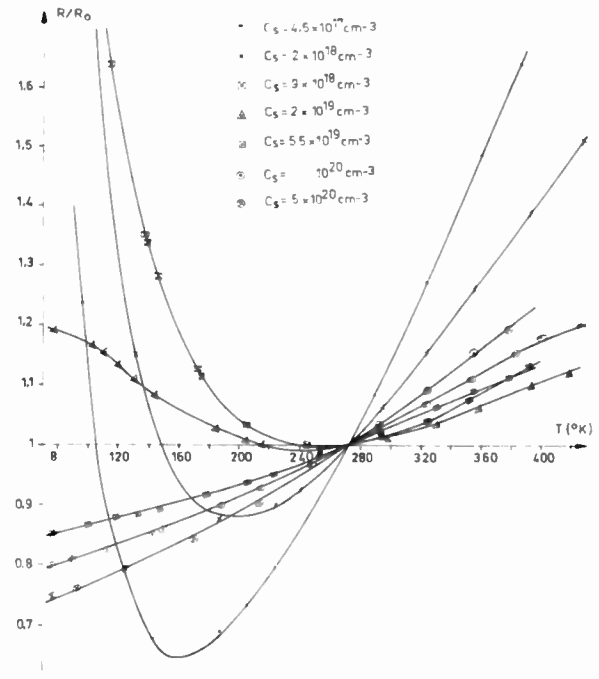


FIG. 8. — Variation de R/R_0 en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments P).

5. Discussions des résultats

5.1. Les coefficients Π_{mnD} sont indépendants de X_j

A une température donnée, Π_{mnD} ne dépend que du rapport C_s/C_0 (C_0 étant fixé, le seul paramètre est C_s).

Expérimentalement, la vérification est faite en calculant les coefficients Π_{11D} de deux éléments de type N ayant même C_s et des X_j différents :

1° $X_j = 9\ \mu$.

2° $X_j = 3{,}3\ \mu$.

Les points obtenus (fig. 9) appartiennent à une seule courbe ; ce qui est une très bonne confirmation de la démonstration mathématique.

Ce résultat est très important pour les applications.

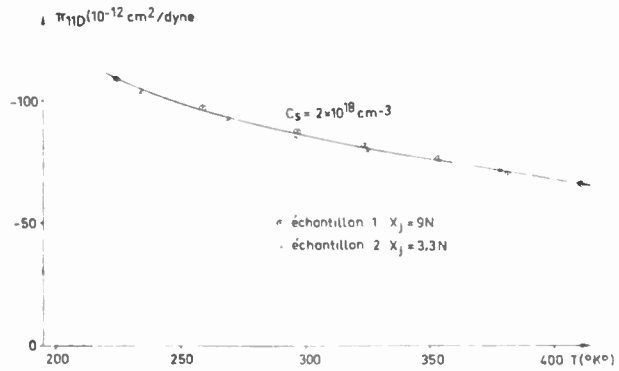


FIG. 9. — Comparaison des coefficients Π_{11D} de deux échantillons de type N ayant une même concentration de surface et deux profondeurs de diffusion différentes.

5.2. Eléments diffusés de type N

5.2.1. *Calcul de* Π_{11D}

L'expression de Π_{11D}, tirée du paragraphe 3.2. est :

$$\Pi_{11D} = \frac{\displaystyle\int_0^{X_j} \frac{\sigma_0(X)\,\Pi_{1i}(X)}{1+T_1\,\Pi_{11}(X)}\,dX}{\displaystyle\int_0^{X_j} \frac{\sigma_0(X)}{1+T_1\,\Pi_{11}(X)}\,dX}.$$

Lors de nos expériences, T_1 était égale à $6\cdot10^7$ dyne par cm² et $|\Pi_{11}|$ à la température ambiante est inférieur à $100\cdot10^{-12}$ cm²/dyne [6] ; le produit $T_1\,|\Pi_{11}|$ est au plus égal à $6\cdot10^{-3}$. Il est raisonnable de le négliger devant 1 et d'écrire plus simplement :

$$\Pi_{11D} = \frac{\displaystyle\int_0^{X_j} \sigma_0(X)\,\Pi_{11}(X)\,dX}{\displaystyle\int_0^{X_j} \sigma_0(X)\,dX}.$$

Pour calculer Π_{11D}, il est nécessaire d'exprimer σ_0 et Π_{11} en fonction de X :

$$\sigma_0(X) = e\,\mu(X)\,C(X)$$

où $C(X) = C_s \exp(-X^2/4Dt)$ — profil gaussien — et $\mu(X)$ est déduit de $\mu(C)$ [12] :

$\mu(C) = 300\,(19 - \lg C)$ pour $10^{16} \leqslant C \leqslant 5\cdot10^{18}$ cm^{-3}

$\mu(C) = 80$ pour $5\cdot10^{18} \leqslant C \leqslant 10^{21}$ cm^{-3}

— $\Pi_{11}(X)$ est calculé à partir de nos résultats (6) sur le silicium homogène ; la courbe $\Pi_{11} = f(C)$ est décomposée en deux droites :

$10^{12}\,\Pi_{11} = -246{,}7 + 9{,}2 \lg C$ pour $10^{16} \leqslant C \leqslant 10^{17}$ cm^{-3}

$10^{12}\,\Pi_{11} = -384 + 17{,}3 \lg C$ pour $C \geqslant 10^{17}$ cm^{-3}

Les valeurs calculées de Π_{11D} figurent au tableau 2 :

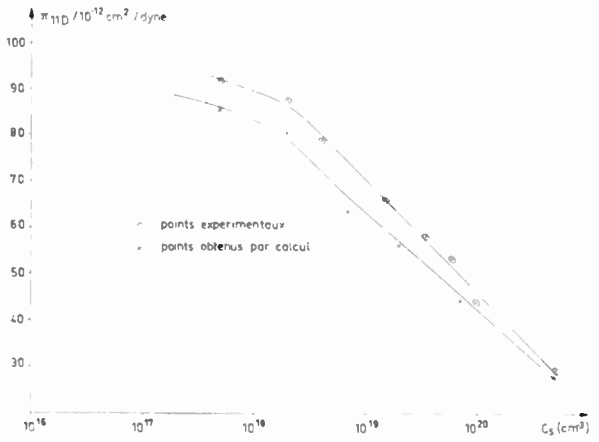


FIG. 10. — Comparaison des coefficients Π_{11D} obtenus expérimentalement et par calcul pour des éléments de type N à 293 °K.

(6) Travaux antérieurs, Résultats non publiés.

TABLEAU 2

Valeurs de Π_{11D} pour diverses concentrations de surface

C_s (cm^{-3})	$5/10^{17}$	$2/10^{18}$	$7/10^{18}$	$2/10^{19}$	$7/10^{19}$	$5/10^{20}$
Π_{11D} (10^{-12} cm²/dyne)	−86	−81	−63,6	−56	−44,5	−28,2

La courbe (fig. 10) $\Pi_{11D} = f(C_s)$ obtenue par calcul est proche de la courbe expérimentale à la température ambiante. Les différences entre les deux valeurs de Π_{11D} s'expliquent par les approximations faites pour le calcul.

5.2.2. Les réseaux de courbes obtenues pour les éléments diffusés présentent la même allure que les réseaux correspondants aux coefficients piézorésistifs du silicium homogène.

Les courbes (fig. 11) $\Pi_{11D} = f(C_s)$ et $\Pi_{11} = f(C)$ permettent de comparer les coefficients à la température ambiante.

Le décalage entre les deux courbes diminue pour les fortes concentrations de surface ; la loi de diffusion (approximativement gaussienne pour les faibles C_s se modifie pour les fortes C_s, et l'élément tend à répondre comme une couche homogène de concentration C_s).

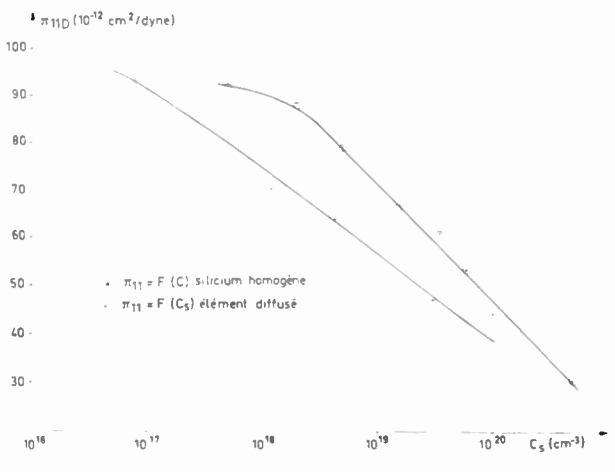


FIG. 11. — Comparaison des coefficients Π_{11D} et Π_{11} pour des éléments de type N à 293 °K.

5.2.3. C. HERRING a établi théoriquement [2] l'égalité $\Pi_{12} = -\Pi_{11}/2$, pour les éléments homogènes. Mais le coefficient Π_{12} est extrêmement difficile à mesurer (F.J. MORIN, T.H. GEBALLE, C. HERRING [3] ont renoncé à publier des résultats trop imprécis).

Par contre, les éléments diffusés, par leur isolement électrique du substrat, permettent de mesurer aussi aisément Π_{12D} que Π_{11D}. Le support doit avoir des dimensions suffisantes pour que la contrainte appliquée à l'échantillon soit bien uniforme tout le long de celui-ci.

Le tableau 3 rapporte les valeurs de Π_{11D}, Π_{12D} et $\Pi_{11D}+2\Pi_{12D}$ aux températures 300 °K, 200 °K, 77 °K.

TABLEAU 3

Valeurs de Π_{11D}, Π_{12D}, et $\Pi_{11D}+2\Pi_{12D}$ à 300 °K, 200 °K et 77 °K pour diverses concentrations de surface

C_s (cm^{-3})	T (°K)	Π_{11D} (10^{-12} cm²/dyne)	Π_{12D} (10^{-12} cm²/dyne)	$\Pi_{11D}+2\Pi_{12D}$ (10^{-12} cm²/dyne)
$2\cdot10^{18}$	300	− 87	40	− 7
	200	−118	56	− 6
	77	−231	131	+31
$4\cdot10^{19}$	300	−56,5	26,5	− 3,5
	200	−68	34	0
	77	−75	41,5	+ 8
10^{20}	300	−43,5	21	− 1,5
	200	−46	21,5	− 3
	77	−43	22	+ 1

Les valeurs de $\Pi_{11D}+2\,\Pi_{12D}$ (coefficient de pression hydrostatique) oscillent autour de 0. C'est une intéressante vérification expérimentale de l'équation de C. HERRING.

5.2.4. Les courbes $\Pi_{11D} = f(T, C_s)$ passent par un maximum pour les fortes C_s.

L'extrapolation de la courbe joignant ces maximas (fig. 5) indiquerait un maximum du Π_{11D} correspondant à $1{,}5\cdot10^{19}$ cm^{-3} pour 45 °K.

5.3. ELÉMENTS DIFFUSÉS DE TYPE P

5.3.1. Le coefficient Π_{44D} est très supérieur aux deux autres (rapport 1 à 20).

Les calculs et les remarques faites pour Π_{11D} (paragr. 5.2) sont également valables pour Π_{44D}.

5.3.2. Les coefficients Π_{11D} et Π_{12D} (fig. 12 et 13) présentent les particularités suivantes :

— ils sont faibles :

$$|\Pi_{11D}| \leqslant 5\cdot10^{-12} \text{ cm}^2/\text{dyne} \quad \text{pour } T \geqslant 170 \text{ °K},$$

$$|\Pi_{12D}| \leqslant 5\cdot10^{-12} \text{ cm}^2/\text{dyne}$$

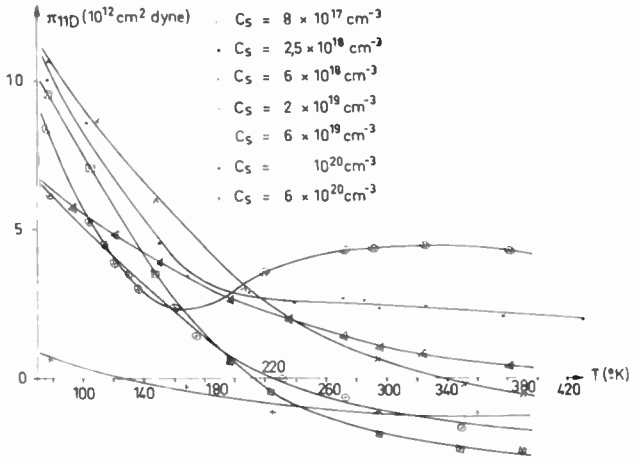


FIG. 12. — Variation du coefficient Π_{11D} en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments P).

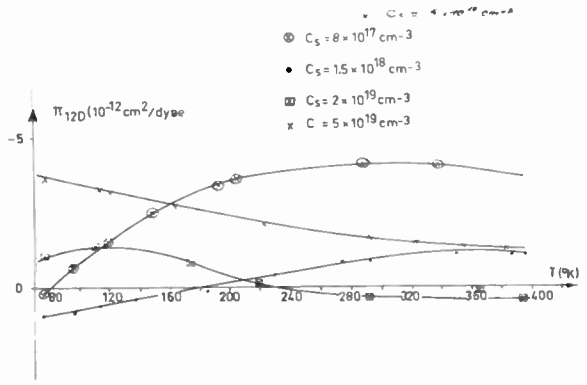


FIG. 13. — Variation du coefficient Π_{12D} en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments P).

— à une température donnée, leur évolution en fonction de C_s n'est pas uniforme.

Il est intéressant de comparer nos résultats avec ceux de G.L. BIR, A.I. BLOOM, U.V. ILISAVSKY [7], seuls résultats connus sur ces coefficients pour le silicium homogène.

Pour ce faire, nous sommes amenés à tracer les courbes :

$$\frac{m_{11D}-m_{12D}}{2} = f\left(\frac{10^3}{T}\right)$$

où m_{11D} et m_{12D} sont deux coefficients d'élastorésistance reliés aux Π_{mnD} par :

$$\frac{m_{11D}-m_{12D}}{2} = (\Pi_{11D}-\Pi_{12D})^{(7)}\,\frac{C_{11}-C_{12}}{2}$$

C_{11}, C_{12}, coefficients d'élasticité du silicium dont les valeurs [13] varient à peu près linéairement entre 77 °K et 313 °K.

(7) $\Pi_{11D}-\Pi_{12D}$ est un coefficient correspondant à un cisaillement.

Dans cette gamme de température, les valeurs de $(C_{11}-C_{12})/2$ sont comprises entre $1{,}025\cdot10^{12}$ et $1{,}017\cdot10^{12}$ dyne/cm² ; nous prenons la valeur moyenne de $1{,}020\cdot10^{12}$ dyne/cm² qui permet de tracer (fig. 14) les courbes d'élastorésistance pour les C_s :

$8\cdot10^{17}$ cm^{-3} ; $1{,}5-2{,}5\cdot10^{18}$ cm^{-3} ; $2\cdot10^{19}$ cm^{-3} ; $5\text{-}6\cdot10^{19}$ cm^{-3} (8).

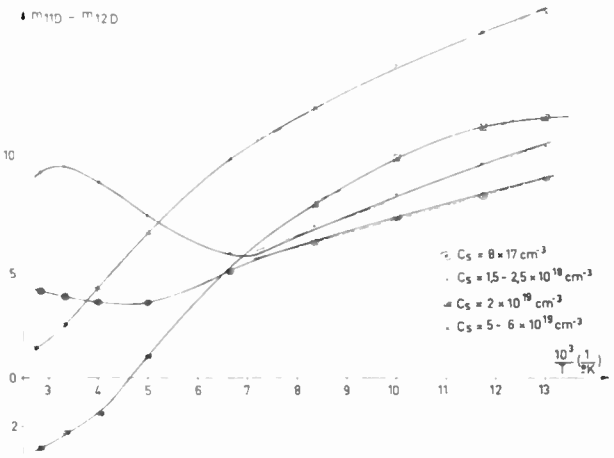


FIG. 14. — Variation de $(m_{11D}-m_{12D})/2$ en fonction de la température pour diverses concentrations de surface (éléments P).

Plusieurs remarques s'imposent :

— lorsque T est inférieure à 133 °K ($10^3/T \geqslant 7{,}5$), $(m_{11D}-m_{12D})/2$ augmente avec le C_s à une température donnée.

Nous retrouvons l'ordre des courbes existant avec Π_{44D}.

— Pour $T \leqslant 120$ °K, les courbes peuvent être facilement assimilables à des droites de pentes données par le tableau 4.

TABLEAU 4

Pente des courbes $(m_{11D}-m_{12D})/2 = f(10^3/T)$ pour $T \leqslant 120$ °K et pour diverses concentrations en surface

C_s (cm^{-3})	Pente (°K)
$8\cdot10^{17}$	$5{,}6\cdot10^2$
$1{,}5$ - $2{,}5\cdot10^{18}$	$7{,}6\cdot10^2$
$2\cdot10^{19}$	$8{,}2\cdot10^2$
5 - $6\cdot10^{19}$	$9{,}3\cdot10^2$

Vérifiant ainsi la proportionnalité de $(m_{11D}-m_{12D})/2$ et de $1/T$.

— La courbe correspondant à $C_s = 8\cdot10^{17}$ cm^{-3} passe par un minimum vers 143 °K et celle correspondant à $2\cdot10^{18}$ cm^{-3} vers 222 °K.

(8) Nous avons préféré utiliser nos résultats bruts sur Π_{11D} et Π_{12D} plutôt que d'interpoler, vu les variations non uniformes de ces coefficients.

Il semble que les deux autres courbes possèdent des minimums pour des températures supérieures à 350 °K.

— Les courbes $(m_{11}-m_{12})/2$ obtenues par G.L. BIR, A.I. BLOOM, U.V. ILISAVSKY [7] pour du silicium homogène de concentration $1{,}2\cdot10^{18}$ cm^{-3} et $4{,}5\cdot10^{18}$ cm^{-3} sont deux droites parallèles ($T\leqslant 182$ °K), leur pente est $12{,}2\cdot10^{2}$ °K ; et ces courbes passent par des minimums vers 300 °K.

Nos résultats sur les éléments diffusés sont tout à fait en accord avec ceux-ci.

6. Utilisation des résultats. Applications

Nous disposons d'un ensemble de courbes et de résultats permettant des applications multiples. Les éléments diffusés présentent en effet un très grand intérêt pour l'analyse des contraintes :

— les éléments font partie du support ; ils subissent les mêmes contraintes que celui-ci.
— ils permettent de connaître les composantes du tenseur des contraintes appliquées au support. Il y a là une nouveauté fort importante dans le domaine de l'extensométrie.
— l'isolement électrique de l'élément est excellent.
— il y a suppression du collage et des difficultés liées à celui-ci ; fluage, isolement, électrique, tenue mécanique de la colle.
— il est possible de miniaturiser les éléments diffusés et le support.

Pour résoudre un problème d'analyse de contraintes, deux sortes de paramètres sont à notre disposition, ceux relatifs aux orientations (plan, axes) ou type d'élément et ceux liés à la diffusion proprement dite.

Ils sont examinés successivement.

6.1. PREMIERS CHOIX

Le problème est de séparer et de mesurer les contraintes subies par le support ; il est possible de jouer :

— sur le plan cristallin du substrat,
— sur la direction des éléments,
— sur le type d'élément diffusé.

Vu les symétries du réseau cristallin du silicium, deux familles de plans simples paraissent intéressants :

$$(1\bar{1}0) \quad \text{et} \quad (100).$$

Les symétries existant dans ces plans permettent de limiter les directions des éléments aux intervalles :

$[0, \Pi/2]$ pour un plan $(1\bar{1}0)$,
$[0, \Pi/4]$ pour un plan (100).

Pour l'utilisation des résultats, les simplifications suivantes sont habituellement faites :

élément P $\quad \Pi_{11D} = \Pi_{12D} = 0$

élément N $\quad \Pi_{44D} = 0$
$\Pi_{12D} = -\Pi_{11D}/2.$

Ces simplifications facilitent le choix du type (N ou P).

6.2. ELÉMENTS DIFFUSÉS

Après le choix des paramètres précédents, il reste à définir complètement les éléments diffusés.

Leurs dimensions géométriques dépendent :

— des dimensions du support,
— de la résistance sans contraintes désirée,
— de la puissance électrique qu'on veut dissiper dans l'élément.

La caractéristique essentielle est la concentration de surface C_s (ou plus exactement C_s relativement à C_0).

Le choix de C_s est conditionné par :

— les valeurs des coefficients Π_{mnD} désirées,
— les variations admissibles de Π_{mnD} dans une gamme de température donnée et celles de R/R_0 correspondant.

6.3. EXEMPLES D'APPLICATIONS

6.3.1. *Exemple* 1

Une plaquette ayant quatre éléments diffusés sensibles à une contrainte T uniaxiale et uniforme peut être réalisée de la façon indiquée sur la figure 15.

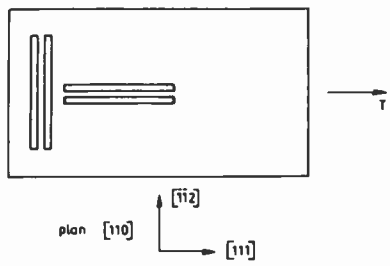


FIG. 15. — Diffusion N sur un support P suivant les directions indiquées.

Les réponses des éléments sont alors proportionnelles à :

Π_{11D} pour les éléments parallèles à T,

Π_{12D} pour les éléments perpendiculaires à T.

On sait que : $\Pi_{12D} \simeq -\Pi_{11D}/2$; on obtient ainsi des réponses de signes opposés et il est possible de réaliser un pont à quatre éléments actifs.

La figure 16 représente la même plaquette réalisée

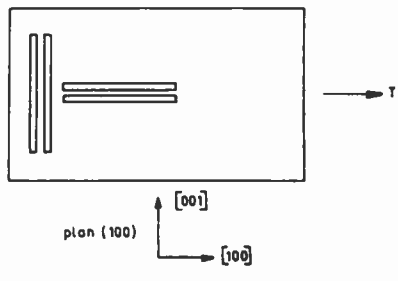


FIG. 16. — Diffusion P sur un support N suivant les directions indiquées.

différemment. Les réponses des éléments sont alors proportionnelles à :

$2/3\ \Pi_{44D}$ pour les éléments parallèles à T,

$-1/3\ \Pi_{44D}$ pour les éléments perpendiculaires à T.

6.3.2. *Exemple* 2

Reprenons les plaquettes précédentes en appliquant deux contraintes perpendiculaires T et T' uniaxiales (fig. 17).

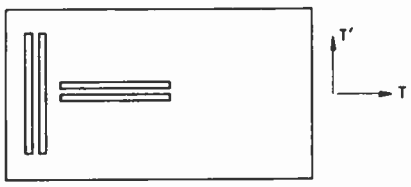


FIG. 17. — Éléments sensibles à T et T'.

Avec la première diffusion (celle de la figure 15) la réponse d'un élément parallèle à T est proportionnelle à :

$$\Pi_{11D}\left(T-\frac{T'}{2}\right) \qquad (1)$$

et celle d'un élément perpendiculaire à :

$$\Pi_{11D}\left(T'-\frac{T}{2}\right). \qquad (2)$$

La résolution du système de deux équations donne :

$$2\,(1)+(2)=\frac{3}{2}\,T\ \Pi_{11D}$$

$$(1)+2\,(2)=\frac{3}{2}\,T'\,\Pi_{11D}.$$

Il est donc simple de mesurer T et T'.

La seconde diffusion (celle de la figure 16) ne permet pas d'obtenir des réponses aussi simples.

7. Conclusion

Cette étude se révèle intéressante sur les deux plans théoriques et pratiques. Pour le premier point, deux confirmations :

— Le coefficient de pression hydrostatique $\Pi_{11}+2\Pi_{12}$ est voisin de zéro dans le silicium N.
— Le coefficient $\Pi_{11}-\Pi_{12}$ dans le silicium P à basse température suit la même loi que Π_{44}.

Pour le deuxième point, la technique de diffusion doit permettre de franchir un pas dans l'analyse des contraintes et dans la réalisation des capteurs (pression, déplacement, force...).

Nous tenons à remercier la Direction des Recherches et Moyens d'Essais pour l'aide dont elle a bien voulu faire bénéficier cette étude.

Nous remercions Monsieur Yves PETROFF qui nous a très utilement conseillé pour la conduite de l'étude et la rédaction de cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SMITH C.S. — *Phys. Rev.* 94, 42, 1954.
[2] HERRING C., *B.S.T.J.* 34, 2, 1955.
[3] MORIN F.J., GEBALLE T.H., HERRING C. — *Phys. Rev.* 105, 525, 1957.
[4] POLLAK M., — *Phys. Rev.* 111, 798, 1958.
[5] HOLLANDER L.E. and DIESEL T.J. — *J. Appl. Phys.* 31, 692, 1960.
[6] TUFTE O.N. and STELZER E.L. — *Phys. Rev.* 133, 1705, 1964.
[7] BIR G.L., BLOOM A.I., ILISAVSKY U.V. — Physique des Semiconducteurs. Comptes rendus du 7e congrès international. (Dunod éditeur, Paris, 1964) p. 529.
[8] MASON W.P. and THURSTON R.N., ACOUS J. — *Soc. Amer.* 29, 1096, 1957.
[9] ANGOT A. — Compléments de mathématiques (Edition de la *Revue d'Optique*, Paris, 1957), p. 279.
[10] PIKUS G.E., BIR G.L. — *Fizika Tverdogo Tela*, 1, 11, 1642, 1959.
[11] TUFTE O.N. and STELZER E.L. — *J. Appl. Phys.* 34, 313, 1963.
[12] BACKENSTOSS G. — *B.S.T.J.* 37, 699, 1958.
[13] SKIMIN Mc H.J. — *J. Appl. Phys.* 24, 1953.

DIFFUSION DANS LES SEMICONDUCTEURS PAR ENTRAINEMENT D'UNE IMPURETÉ EN PHASE GAZEUSE

PAR

G. RATCLIFF

Directeur Technique, Texas Instruments, France

1. Introduction

Une méthode classique d'obtention des jonctions diffusées PN dans les semiconducteurs est de placer, à température élevée, un matériau uniformément dopé, de type donné, en présence d'un gaz contenant une impureté de type opposé. Une fraction seulement des atomes d'impuretés qui frappent la surface du semiconducteur la franchit et se diffuse à l'intérieur du solide. Si la pression partielle de l'impureté dans le gaz est suffisante, la concentration des atomes d'impuretés dans la région du solide voisine de la surface, dépassera la concentration de l'impureté de type opposé, initialement répartie dans le solide de façon homogène. Ainsi sera formée une région superficielle de conductibilité de type opposé à la conductibilité initiale. On utilise les éléments du groupe V et du groupe III pour doper respectivement en type N et en type P ; par exemple le phosphore et le bore pour le silicium et l'antimoine, le gallium pour le germanium.

Différentes méthodes ont été utilisées pour apporter l'impureté volatile à la surface du semiconducteur. Certaines ont été réalisées sous vide et ont conduit aux premiers transistors à base diffusée. Aujourd'hui, la méthode la plus répandue est la technique d'entraînement en phase gazeuse, développée aux laboratoires de la BELL Téléphone.

Comme l'indique son nom, cette technique est caractérisée par le transport de l'impureté par un flux gazeux jusqu'à l'échantillon chauffé de semiconducteur. On peut citer le phosphore entraîné en flux d'oxygène sur silicium et l'antimoine entraîné en flux d'hydrogène sur germanium.

On utilise souvent comme source volatile, des composés chimiques de l'élément dopant considéré. Les produits de décomposition du composé, ou le gaz d'entraînement lui-même, peuvent réagir à la surface du semiconducteur, en formant des composés chimiquement ou physiquement absorbés, qui constituent une barrière supplémentaire à la diffusion des atomes d'impuretés de la phase gazeuse dans le semiconducteur.

L'analyse de ces états de surface est impossible dans la plupart des cas. Dans cette étude qui porte sur la diffusion dans le germanium de l'antimoine par entraînement en atmosphère d'hydrogène, il n'existe pas de telles réactions de surface et, comme on le montre, ce système permet de vérifier une théorie qui ne s'applique, en toute rigueur, qu'à un tel système idéal.

On démontre que la solution mathématique qui rend compte d'un tel système est la fonction de coerreur classique, indépendante du temps qui régit la diffusion à partir d'une source infinie. On discute de quelques implications de cette solution et tente de représenter, par un modèle physique, le développement mathématique. Les résultats théoriques et expérimentaux sont enfin comparés aux résultats de quelques auteurs, quand cela apparaît nécessaire.

2. Théorie

Dans l'étude de la diffusion d'impuretés à partir d'une phase gazeuse dans un semiconducteur, un paramètre critique est la constante de vitesse d'évapo-

ration de surface K. K est défini comme suit :

$$J(0, t) = KN(0, t)$$

$J(0, t)$ étant le courant de diffusion des impuretés à travers la surface du semiconducteur.

$N(0, t)$ étant le concentration de surface.

K peut dépendre de la concentration, cependant on supposera que la concentration des impuretés est suffisamment petite pour admettre que K est indépendant des variations de concentration dans le solide.

Le profil de concentration est complètement déterminé par K, sauf pour les valeurs asymptotiques de K.

Considérons un barreau cristallin semi-infini en présence d'une impureté en phase vapeur de concentration N_g à la température T °K.

Le flux d'impuretés à travers l'interface peut être déterminé à partir de la statistique de Boltzmann :

$$J+ = \frac{N_g \bar{v}}{4} \exp(-E_i/kT) \qquad (1)$$

où $\bar{v}$ est la vitesse moyenne des atomes d'impureté dans la phase vapeur et E_i la barrière d'énergie à la surface du cristal, pour un atome passant de la phase gazeuse à la phase solide.

En supposant que les atomes d'impureté diffusent par substitution dans le cristal et que la concentration des impuretés au sein du cristal est suffisamment faible pour négliger l'interaction entre atomes d'impuretés (ce qui est le plus souvent le cas en pratique), le flux des atomes d'impureté passant du solide dans la phase vapeur est :

$$J- = KN(0, t) \qquad (2)$$

Le flux total d'impuretés dans le semiconducteur est donc :

$$J_{total} = \left[\frac{N_g \bar{v}}{4}\right] [\exp(-E_i/kT) - KN(0,t)] \qquad (3)$$

Soit N_e la concentration impuretés dans le solide pour laquelle le courant de diffusion résultant est nul :

$$J_{total} = K[N_e - N(0,t)] \qquad (4)$$

avec

$$N_e = \frac{N_g \bar{v}}{4K} [\exp(-E_i/kT)] \qquad (5)$$

$$J_{total} = -D \left.\frac{\partial N}{\partial x}\right|_{x=0} \qquad (6)$$

On obtient la condition aux limites suivante :

$$\left.\frac{\partial N}{\partial x}\right|_{x=0} = \frac{-K}{D} [N_e - N(0,t)] \qquad (7)$$

Considérons le cas d'impuretés à concentration constante N_g dans le temps, et une concentration initiale d'impuretés nulle dans le solide et la condition :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N}{\partial x^2} \qquad (8)$$

on obtient :

$$\frac{N(y,z)}{N_e} = \operatorname{erfc} y - \operatorname{erfc}(y+z) \exp(2yz+z^2) \qquad (9)$$

avec

$$y = \frac{x}{2\sqrt{Dt}} \quad \text{et} \quad z = \frac{K}{D}\sqrt{Dt}$$

et

$$\operatorname{erfc} y = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^y e^{-m^2}\, dm \qquad (10)$$

D = coefficient de diffusion

t = temps de diffusion.

Dans le cas où la concentration d'impuretés dans le gaz N_g est nulle et la concentration initiale N_0 est uniforme dans le solide :

$$\frac{N(y,z)}{N_0} = \operatorname{erf} y + \operatorname{erfc}(y+z) \exp(2yz+z^2) \qquad (11)$$

L'équation (11) décrit la diffusion d'une impureté quittant le solide. L'équation (9) décrit le phénomène de « diffusion » des impuretés dans le solide, c'est-à-dire l'évolution dans le temps de la concentration dans le solide, au voisinage immédiat de sa surface :

$$\frac{N(0,t)}{N_e} = 1 - \operatorname{erfc} z \exp z^2 \ . \qquad (12)$$

On voit que $N(0, t)$ augmente avec z et tend asymptotiquement vers N_e. Cet équilibre entre solide et gaz sera atteint d'autant plus rapidement que K est élevé.

Il est intéressant de considérer le comportement asymptotique de (9) et (11) quand $z \gg y$ et $z \gg 1$. Il faut que $K/D \gg x/2D_t$ et $K/D \gg 1/\sqrt{D_t}$. Les performances recherchées pour les dispositifs semiconducteurs ainsi que les possibilités pratiques de production imposent ces profondeurs de diffusion, ces températures et températures de diffusion qui limitent $x/2D_t$ et $1/\sqrt{D_t}$ à 10^{-6} au plus.

Les valeurs rencontrées en pratique sont voisines de $3 \cdot 10^{-4}$. Aussi si $K/D \geqslant 10^7$, on pourra toujours supposer remplies les conditions ci-dessus et cela dans tout le domaine des applications pratiques. Supposant donc les conditions ($z \gg y$ et $z \gg 1$) remplies, (9) devient :

$$\frac{N(y,z)}{N_e} = \operatorname{erfc} y - \frac{\exp(-y^2)}{z\sqrt{\pi}} \qquad (13)$$

(11) devient :

$$\frac{N(y,z)}{N_0} = \operatorname{erf} y + \frac{\exp(-y^2)}{z\sqrt{\pi}} \tag{14}$$

Le flot d'impuretés à travers la surface s'obtient en combinant (13) (14) et (4) :

• Pour la « diffusion vers l'intérieur » :

$$J_{net} = K\left[N_e - N_e\left(1 - \frac{1}{z\sqrt{\pi}}\right)\right] = N_e\sqrt{\frac{D}{\pi t}} \tag{15}$$

et pour la diffusion d'une impureté sortant d'un solide à concentration initiale homogène :

$$J_{net} = -N_0\sqrt{\frac{D}{\pi t}} \tag{16}$$

Une autre méthode pour obtenir (15) et (16) est de différencier (13) et (14) et de porter dans (6) : puisque $z \gg y$ et $z \gg 1$, on peut négliger le terme

$$\exp\left[(-y^2)/z\sqrt{\pi}\right]$$

L'équation de la « diffusion vers l'intérieur » devient alors la fonction d'erreur complémentaire :

$$N(x, t) = N_e \operatorname{erfc} y \tag{17}$$

qui est la solution de l'équation de Fick dans les conditions suivantes : concentration en surface constante dans le temps, égale à N_e et concentration initiale nulle dans le solide, de telle façon que :

$$N(0, t) = N_e. \tag{18}$$

• L'équation de la diffusion vers l'extérieur devient, de la même façon :

$$N(x, t) = N_0 \operatorname{erf} y \tag{19}$$

et la variation de concentration de surface avec le temps dans le cas de « diffusion vers l'extérieur » est donnée par :

$$N(0, t) = N_0/z\sqrt{\pi} \tag{20}$$

qui montre que la concentration varie comme $t^{-1/2}$.

Afin de voir si, dans les conditions pratiques de diffusion par déplacement en phase gazeuse, les conditions asymptotiques sont obtenues, évaluons K/D. Le calcul théorique de K/D a été fait en supposant les conditions idéales suivantes : il n'y a pas de couche intermédiaire, à la surface du semiconducteur, qui s'oppose à la traversée de l'interface. On suppose avec MILLER et SMITS [2], que la barrière de potentiel franchie lors du passage d'un atome d'une lacune à une autre, à l'intérieur du cristal, est la même que la barrière de potentiel de surface que franchit un atome pour s'échapper du solide. Cela signifie que la probabilité de déplacement d'un atome situé en un point de la surface est la même pour toutes les directions.

Considérons maintenant le cas de la *diffusion externe*, (c'est-à-dire que le gaz au contact de l'interface est non dopé) :

Le flux d'impuretés du solide traversant l'interface est donné par :

$$J_{net} = -KN(0, t) \tag{21}$$

mais de (6) on tire :

$$D\left.\frac{\partial N}{\partial x}\right|_{x=0} = KN(0, t) \tag{22}$$

qui traduit l'état de continuité à la surface.

Avec les hypothèses précédemment posées : la probabilité d'un « saut » d'un plan atomique adjacent à la surface doit être identique à la probabilité d'un « saut » d'un site de surface et cela pour une direction quelconque. Aussi :

$$J_{net} = K[N(0, t) - N(0+\lambda, t)] \tag{23}$$

λ étant la distance entre deux plans atomiques, varie avec l'orientation du cristal et est voisin de 1,6 Å pour le germanium et le silicium dans les directions (111), (110) et (100), les plus utilisées dans la pratique.

De l'équation (23), on déduit :

$$J_{net} = -K\left.\frac{\partial N}{\partial x}\right|_{x=0} \tag{24}$$

d'où

$$\frac{K}{D} = \frac{1}{\lambda}. \tag{25}$$

Ceci illustre l'indépendance de K/D avec la température citée par MILLER et SMITS [2] et situe la valeur de ce rapport approximativement à $6 \cdot 10^7\ \mathrm{cm}^{-1}$ dans le cas de la diffusion par substitution. Cette valeur permet donc de satisfaire les conditions $z \gg y$ et $z \gg 1$, pour les diffusions d'impuretés dans le germanium ou le silicium susceptibles de présenter un intérêt pratique.

De l'approximation précédente de K/D et compte tenu de :

$$D = D_0 \exp(-E_0/kT) \tag{26}$$

il vient :

$$K = K_0 \exp(-E_0/kT) \tag{27}$$

avec

$$K_0 = D_0/\lambda \tag{28}$$

Etablissons maintenant la relation entre N_g et N_e. En partant de (5), nous obtenons :

$$N_e = \frac{N_g\bar{\nu}}{4K_0} \exp\left[(E_0 - E_i)/kT\right] \tag{29}$$

ou, si $K_g = N_e/N_g$,

$$K_g = \frac{\bar{\nu}}{4K_0} \exp\left[(E_0 - E_i)/kT\right] \tag{30}$$

Ainsi ce coefficient de partage $K_g = N_e/N_g$ est fonction de la différence entre les barrières de potentiel de sortie et d'entrée et non de la seule barrière de potentiel d'entrée, comme il a été dit précédemment.

3. Bases expérimentales

Considérons une plaquette monocristalline de germanium uniformément dopée en antimoine à la concentration N_0 et partiellement composée en indium à la concentration N_1, avec $N_0 > N_1$. Cette plaquette, placée en atmosphère laissant jouer librement la diffusion vers l'extérieur des impuretés contenues dans le solide, est portée à une température suffisante pour que, par suite de la diffusion plus rapide de l'antimoine dans le germanium, une couche P se forme près de la surface (fig. 1).

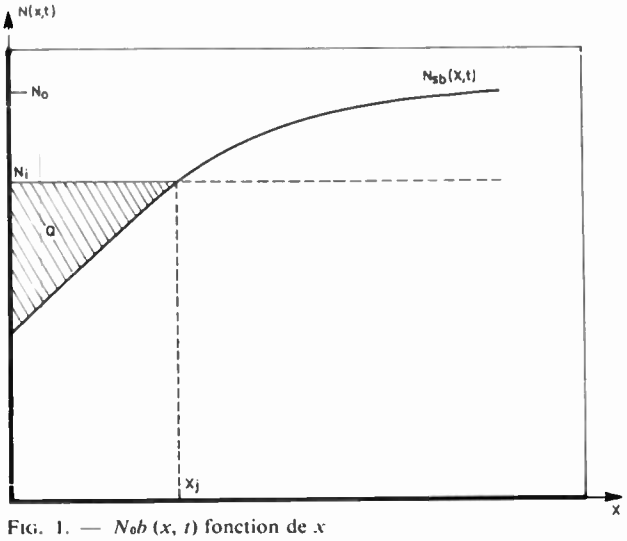


FIG. 1. — $N_{0}b\,(x, t)$ fonction de x
$N_{s}b\,(x, t) = N_0 \operatorname{erf}(x/2\sqrt{Dt})$

Les porteurs de charge contenus dans la couche P représentent une charge totale :

$$Q = q\int_0^{x_j} [N_a(x) - N_d(x)]\,dx \qquad (31)$$

x_j : profondeur de la couche P

q : charge de l'électron.

$N_a(x)$, $N_d(x)$ concentration des accepteurs et donneurs à la distance x de la surface.

Si $N_1/N_0 \approx 1/2$, on peut négliger la diffusion externe d'indium et supposer $N_a(x) = N_1$ dans toute la couche P. Compte tenu de l'équation (11) représentant la diffusion externe de l'antimoine, il vient :

$$Q = qN_1x_j - qN_0\int_0^{x_j} [\operatorname{erf} y + \operatorname{erfc}(y+z)\exp(2yz+z^2)]\,dx \qquad (32)$$

En intégrant par parties :

$$Q = qN_1x_j + 2qN_0\sqrt{Dt}\left[\frac{1}{\sqrt{\pi}}(1-e^{-y^2}J) - y_j \operatorname{erf} y_j\right]$$

$$-\frac{q\sqrt{Dt}}{z}(N_1 - N_0 \operatorname{erfc} z \exp z^2) \qquad (33)$$

avec $y_j = \dfrac{x_j}{2\sqrt{Dt}}$ et D : coefficient de diffusion de l'antimoine.

En supposant que la mobilité des porteurs est constante, la résistivité superficielle ρ_s est donnée par

$$\rho_s = (\mu_p Q)^{-1} \qquad (34)$$

μ_p : mobilité des trous.

Pour l'indium :

$$\rho_1 = (q\mu_p N_1)^{-1} \qquad (35)$$

$$\rho_s = \left[\frac{2\sqrt{Dt}}{P_1}\left[y_j + \frac{N_0}{N_1\sqrt{\pi}}(1-e^{-y^2}j) - \frac{N_0}{N_1}y_j \operatorname{erf} y_j - \frac{1}{2z}\left(1 - \frac{N_0}{N_1}\operatorname{erfc} z \exp z^2\right)\right]\right]^{-1} \qquad (36)$$

En appliquant $z \gg y$ et $z \gg 1$, l'équation (36) se réduit à :

$$\rho_s = \frac{\sqrt{\pi}}{2}\left[\frac{N_1}{N_0}\right]\rho_1\left[\sqrt{Dt}\,(1-e^{-y^2}j)\right]^{-1} \qquad (37)$$

avec

$$y_j = \operatorname{erf}^{-1}\left[\frac{N_1}{N_0}\right] \qquad (38)$$

d'où on déduit :

$$x_j = 2\sqrt{Dt}\operatorname{erf}^{-1}\left[\frac{N_1}{N_0}\right]. \qquad (39)$$

Afin de vérifier que les conditions asymptotiques sont obtenues et de montrer que $K/D \simeq 7 \cdot 10^7$, il est nécessaire de démontrer que ρ_s et x_j dépendent du temps et de la température, selon les équations (37) et (39).

4. Etude expérimentale

On obtient par étirage horizontal d'un barreau de germanium (40 Ω/cm) un monocristal de direction (III). Ce monocristal est dopé simultanément à l'antimoine à une concentration de 2×10^{17}/cm³ et à l'indium à une concentration de 9×10^{16}/cm³. Le barreau de germanium a été ensuite coupé en plaquettes de 0,75 mm d'épaisseur puis en pastilles de 5 × 20 mm. Pour les besoins de l'étude, seules ont été retenues les plaquettes appartenant à la région du monocristal où la variation de ρ est $\leqslant$0,001 Ω/cm Ces tranches sont ensuite soumises à un polissage

mécanique sur les deux faces avec un abrasif de grain 1 800, puis le polissage est achevé sur une face avec du « Linde A compound » jusqu'à obtention d'un poli spéculaire.

On procède ensuite, immédiatement avant la diffusion, à une attaque chimique qui permet d'enlever la couche superficielle écrouie créée par le polissage mécanique.

On obtient une épaisseur finale voisine de 0,45 mm. Les plaquettes de germanium sont placées dans un courant d'hydrogène ne contenant pas d'impuretés, de telle manière que leurs plans polis fassent un angle de 60° avec la direction du courant d'hydrogène. La vitesse du courant d'hydrogène est de 10 cm/s, de façon à éliminer les impuretés P et N, au fur et à mesure de leur diffusion externe du barreau de germanium.

Les résultats du premier groupe d'expériences (tableau I) montrent les variations des résistivités superficielles, et profondeurs des jonctions avec la température (équations (37) et (39)).

TABLEAU I

Mesures de résistance superficielle ρ_s et profondeur de jonction X_j

Temps de diffusion = 16 h

$N_1/N_0 = 0{,}45$

Température (en °C)	ρ_s ($\Omega/\square$)	X_j (en μ)
705	624	2,0
757	310	4,7
806	173,3	7,9
841	116,6	12,0
880	78,5	17,3
911	57,4	28,0

Les mesures de la résistance de surface étaient faites par la méthode des quatre pointes ; les profondeurs de jonctions, révélées par un réactif au sulfate de cuivre, sont mesurées par interférométrie avec les raies jaunes du sodium. Au-dessous de 1 μ, la précision de la méthode de mesure est insuffisante, les basses températures de diffusion ne sont donc pas étudiées.

La durée de chaque diffusion est de 16 h, suivie par un refroidissement lent de 8 °C/mn jusqu'à 500 °C, et maintien 24 h à cette température.

Les figures 2 et 3 donnent les points expérimentaux ainsi que les courbes théoriques pour des valeurs de K/D égales à 10^3, $3\cdot10^3$, 10^4, 10^7 ou plus ; les courbes sont calculées en prenant l'équation (36).

Les figures 2 et 3 et tableaux IV et V montrent l'écart entre les résultats expérimentaux et les valeurs calculées en utilisant les valeurs de K/D qui sont communément admises dans le cas de la diffusion de l'antimoine dans le germanium.

MILLER et SMITS [2] ont mesuré $K/D \simeq 2\cdot10^3$/cm pour diffusion de l'antimoine dans le germanium, indépendamment de la température. Avec des méthodes

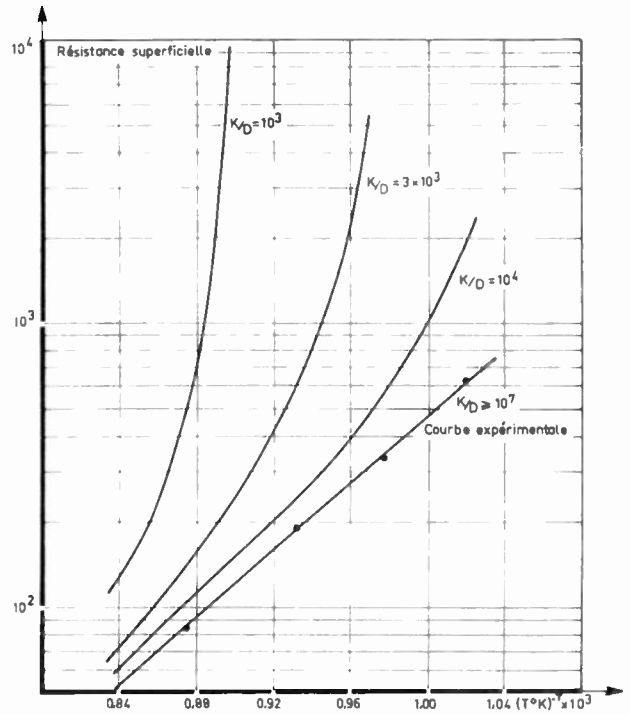


FIG. 2. — Résistance superficielle en fonction de la température
Temps : 16 h $N_p/N_0 = 0{,}45$

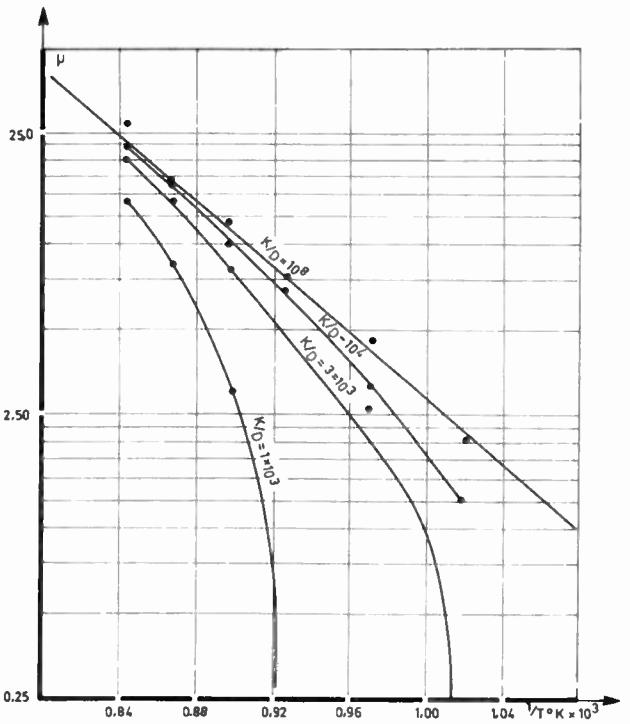


FIG. 3. — Profondeur de jonction en fonction de la température.
Temps = 16 h $N_p/N_0 = 0{,}45$

de diffusion similaires mais des techniques d'évaluation différentes, HALPERN et REDIKER [4] indiquent à 700 °C une valeur de K de $1{,}5\cdot10^{-8}$ cm/s avec $D = 1{,}6\cdot10^{-12}$ cm²/s et $K/D \simeq 10^4$/cm LEHOVIC et al. [5]

indiquent $K = 3 \cdot 10^{8}$ cm/s, sans indiquer la valeur de D retenue. COUPLAND [6] cependant indique pour le silicium, l'impureté étant du phosphore, $K = 10^{-4}$ cm/s à 1 200 °C ; ayant trouvé $D = 2{,}7 \cdot 10^{-12}$ cm²/s à la même température, on tirerait $K/D = 3{,}7 \cdot 10^{7}$/cm, ce qui est en accord avec la valeur théorique de $6 \cdot 10^{7}$/cm.

Les valeurs du coefficient de diffusion D (voir tableau II) sont calculées à partir des valeurs expérimentales du tableau I avec l'équation (26). La figure 4 représente $D = f(T)$.

TABLEAU II

Coefficients de diffusion D calculés à partir de la résistance superficielle ρ_s et des profondeurs de jonction X_j

Temps de diffusion = 16 h

$N_1 = 9 \times 10^{16}$/cm³ $N_1/N_0 = 0{,}45$

Température (en °C)	D (à partir de ρ_s)	D (à partir de X_j)
705	$1{,}11 \times 10^{-12}$	$1{,}30 \times 10^{-12}$
757	$4{,}51 \times 10^{-12}$	$5{,}38 \times 10^{-12}$
806	$1{,}44 \times 10^{-11}$	$1{,}50 \times 10^{-11}$
841	$3{,}19 \times 10^{-11}$	$3{,}45 \times 10^{-11}$
880	$7{,}04 \times 10^{-11}$	$7{,}23 \times 10^{-11}$
911	$1{,}32 \times 10^{-10}$	$1{,}89 \times 10^{-10}$

Le second groupe d'expériences, dont les résultats figurent sur le tableau III, montre la variation de ρ_s comme proportionnelle à $t^{-1/2}$ (t = temps de diffusion), ce qui est conforme à l'équation (27).

TABLEAU III

Mesure de résistance superficielle ρ_s pour différents temps de diffusion

Température de diffusion : 705 °C

$N_1/N_0 = 0{,}45$

Temps (en heures)	ρ_s (Ω/□)
11,1	736
16,0	624
25,0	494
44,4	371
100,0	240
400,0	131,3

En maintenant une température de diffusion de 705 °C, le temps de diffusion a varié de 11,1 à 400 h. La figure 4 donne ces résultats. Le refroidissement a été celui vu précédemment. Le point pour lequel $t = 11{,}1$ h est aligné convenablement, ce qui permet de penser qu'une extrapolation est même possible.

Dans le calcul des coefficients de diffusion à partir de ρ_s et x_j, afin de ne pas trop s'écarter de l'équation (26), les données ont été analysées sur ordinateur par la méthode des moindres carrés. Les valeurs de D_0 et E_0 à partir de ρ_s sont : $E_0 = 2{,}32 \pm 0{,}01$ eV et $D_0 = 0{,}90 \pm 0{,}07$ cm²/s. Les valeurs de D_0 et E_0 à

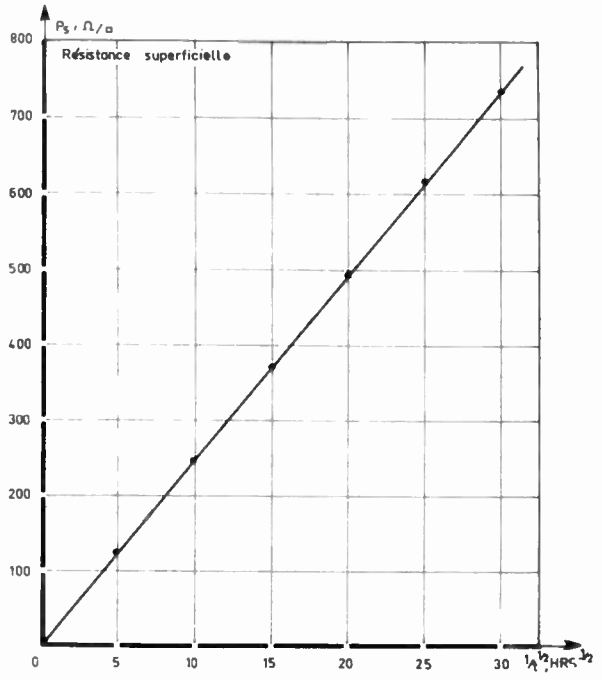


FIG. 4. Résistance superficielle T 705 °C

partir de x_j (qui se mesure avec une précision moins bonne en général) sont : $E_0 = 2{,}33 \pm 0{,}02$ eV et $D_0 = 1{,}04 \pm 0{,}18$ cm²/s.

La figure 5 donne $D = D_0 \exp(-E_0/kT)$ à partir de ρ_s. Les valeurs de D sont légèrement moindres que

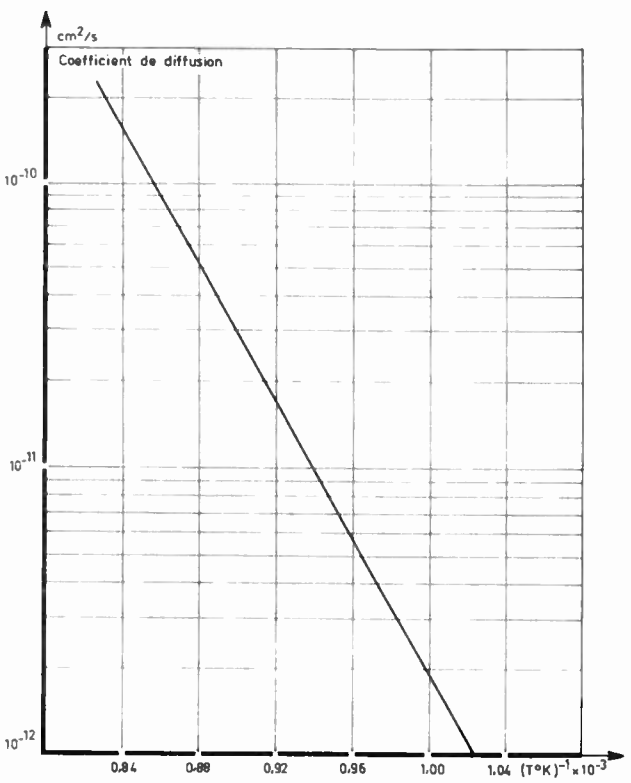


FIG. 5. — Coefficient de diffusion en fonction de la température, pour l'antimoine dans le germanium.

$$D = \left[\frac{f_n (N_p/N_0)}{2 f_s t^{1/2} \left[1 - \exp - \left(\operatorname{erf} - 1 \frac{N_p}{N_0} \right)^2 \right]} \right]^2$$

celles publiées précédemment, ce qui tient sans doute à la forte concentration d'indium ($9 \cdot 10^{16}/cm^3$) et à une diminution résultant des lacunes à charges négatives pendant la diffusion.

5. Discussion

Pour la diffusion par substitution dans les semiconducteurs du groupe IV, il a été montré par la théorie que K est égal à λ/D. Un accord parfait existe entre les équations (37), (39) et le travail expérimental effectué, dans toute la gamme de temps et température. Plus la température est basse et/ou plus le temps de diffusion est court, plus le paramètre sans dimension z est petit, et plus il influence le profil de diffusion dans le semiconducteur. Il résulte que, dans les mêmes conditions, l'influence de K/D est importante. Ceci est montré pour les figures 3 et 5 et plus précisément encore par les tableaux IV et V. De ces calculs, on peut conclure que les équations (17) et (19) sont des approximations précises et utiles de (9) et (11) respectivement, car on n'observe aucun écart entre la théorie et l'expérience.

Pour pouvoir utiliser les formes simplifiées des équations (17) et (19), il n'est pas nécessaire de supposer que la barrière d'énergie qui s'oppose à la sortie des atomes de la surface du semiconducteur soit égale à l'énergie d'activation ΔH au sein du cristal.

Plus précisément, on doit avoir $E_0 \leqslant \Delta H$, ce qui conduit à la valeur minimale possible pour $K/D = 1/\lambda$. La mesure de E_0, quand il diffère de ΔH en restant inférieur, sera extrèmement difficile car, dans ce cas, le flux de diffusion à travers la surface est limité par la diffusion en volume. Des variations de E_0 dans la bande $O \leqslant E_0 \leqslant \Delta H$ ne pourront pas être décelées par les méthodes utilisées dans cette étude car seuls les niveaux de concentration dans des plans atomiques très voisins de la surface du germanium seront modifiés.

McNAMARA [8] a montré la formation d'une couche d'antimoine de forte concentration à la surface du

TABLEAU IV

Résistance superficielle ρ_s fonction de la température

Temps de diffusion = 16 h

Les coefficients de diffusion sont ceux du Tableau I

$N_1/N_0 = 0{,}45$

Temp. °C	Valeur expérimentale	Valeurs calculées				
	ρ_s Ω/□	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^3$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^4$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^5$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^6$	ρ_s Ω/□ $K/D = \infty$
705	624	—	2018	686	629	622,0
757	310	—	533	328	315	311,8
806	173,3	$> 10^5$	241	178	173,5	172,8
841	116,6	1 127	141	120	117,5	117,1
880	78,5	370	88,3	79	78,2	78,0
911	57,4	157	63,1	58,2	57,7	57,6

TABLEAU V

Résistance superficielle ρ_s fonction du temps, Valeurs calculées

Température de diffusion = 705 °C

avec $D = 1{,}11 \cdot 10^{-12}$

$N_1/N_0 = 0{,}45$

Temps Heures	Valeur expérimentale	Valeurs calculées				
	ρ_s Ω/□	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^3$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^4$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^5$	ρ_s Ω/□ $K/D = 10^6$	ρ_s Ω/□ $K/D = \infty$
11.1	736	—	3 131	832	749	740
16.0	624	—	1 950	680	623	617
25.0	494	—	1 195	533	498	494
44.4	371	—	701	392	372	370
100.0	240	—	372	257	248	247
400.0	131,3	2 611	150	126	124	124

germanium, au cours d'une diffusion d'antimoine dans le germanium à partir d'une source de vapeur sous atmosphère d'hydrogène, et une accumulation similaire dans le cas de la diffusion externe d'antimoine hors du germanium, sous hydrogène. Un lavage à l'acide fluorhydrique enlève la pellicule superficielle d'antimoine et, après un polissage supplémentaire, il a trouvé un profil qui correspond à la fonction erfc.

La figure 6 montre un modèle de barrière d'énergie superficielle qui est compatible avec les résultats de McNAMARA et de la présente étude. L'accumulation superficielle d'antimoine, observée durant la diffusion externe, indique une haute barrière de potentiel à la surface ; mais les résultats présentés ici indiquent

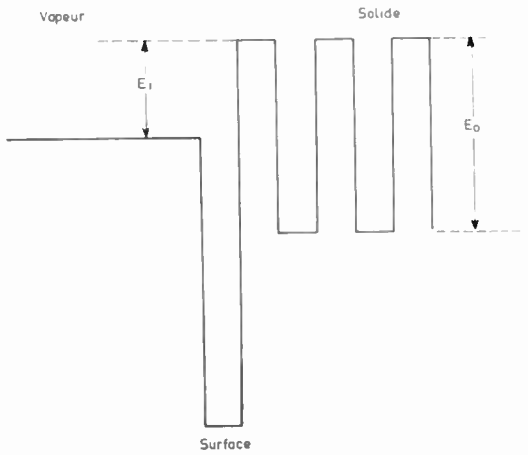


FIG. 6. — Barrière d'énergie superficielle dans le cas du germanium en atmosphère d'hydrogène.

aussi que la barrière, pour un atome d'antimoine sortant du volume, sera plus basse que l'énergie d'activation dans le volume. Ainsi les atomes d'antimoine qui se trouvent dans la barrière de surface auront-ils une très faible probabilité de pénétrer dans le volume de germanium, ce qui permet d'admettre que le flot d'impuretés au-delà de la surface vient directement de la phase gazeuse. Ceci est compatible avec le profil régi par la fonction erfc observée par McNAMARA et explique la relation connue entre la résistivité superficielle et la pression de vapeur de l'impureté.

Cet effet en surface revient à réduire les équations (17) et (19) au cas $x = 0$.

Ainsi quand la concentration initiale dans le volume est uniforme et égale à N_0, et que la concentration dans le gaz est nulle ($N_g = 0$), l'équation régissant la diffusion externe est :

$$N(x, t) = N_0 \operatorname{erf} (x/2\sqrt{Dt}) \qquad (19)$$

De la même manière, quand la concentration dans le gaz est constante et la concentration initiale dans le semiconducteur est nulle, une approximation très valable des lois de diffusion est :

$$N(x\,t) = N_e \operatorname{erfc} (x/2\sqrt{Dt}). \qquad (17)$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] SMITS F.M. and MILLER R.C. — *Phys. Rev.*, vol. 104, n° 5 pp. 1242-1245, Dec. 1, 1956.

[2] MILLER R.C. and SMITS F.M. — *Phys. Rev.*, vol. 107, n° 1 pp. 65-70, July 1, 1957.

[3] SMITS F.M. and MILLER R.C. — *Bell System Technical Publications, Monograph 3119*, « Rate Limitation for Impurity Diffusion in Semiconductors ».

[4] HALPERN J. and REDIKER R.H. — *Proc. IRE*, vol. 6, n° 6 pp. 1068-1076, June, 1958.

[5] LEHOVIC K., SCHOFNI K. and ZULEEG R. — *J. Appl. Phys.* vol. 28, n° 4, pp. 420-423, April 1957.

[6] COUPLAND M.J. — *Proc. Phys. Soc.*, vol. 73, Part 4, n° 472, pp. 577-584, April 1, 1959.

[7] ADIMCHENKO I.P. and MILEVSKII L.S. — *Soviet Physics-Solid State*, vol. 2, n° 9, pp. 1891-1896, March 1961.

[8] McNAMARA J.E. — *J. Electrochem. Soc.*, vol. 108, n° 2, pp. 199-200, Feb. 1961.

CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE LOGIQUE DTL

PAR

M. BRUNET
Ingénieur E.S.P.C.I.

C. CHAPRON
Ingénieur I.T.N. et E.S.E.

Laboratoires de Caen
La Radiotechnique-Coprim R.T.C.

1. Introduction

Il y a deux ans, dans la cadre d'une action concertée des administrations françaises, les laboratoires de la RADIOTECHNIQUE-COPRIM à Caen ont commencé l'étude d'une série de cinq circuits intégrés au silicium d'une famille logique DTL.

Ses principales caractéristiques prévues étaient les suivantes :

— temps de propagation de la porte : 30 ns (typique),
— puissance dissipée de la porte (50 %) 12 mW,
— immunité au bruit : +0,8 V typique,
— tensions d'alimentation : +4,5 V −1,5 V,
— gamme d'utilisation : de −55 °C à +125 °C.

Cette série devait être interchangeable avec la série SE de chez SIGNETICS.

Cette activité devait servir de première pierre sur laquelle devait se construire une activité circuits intégrés, il fallait donc agir dans les deux directions suivantes :

a) Mettre au point des *procédés physico-chimiques et technologiques* qui soient aptes à être industrialisés, qui ne soient pas rapidement dépassés techniquement et qui par la suite, puissent être appliqués à de nouveaux circuits intégrés plus performants.

b) Concevoir les éléments de cette famille au point de vue électrique et physique de façon à pouvoir utiliser ces procédés au fur et à mesure de leur mise au point.

En plus de la nécessité d'obtenir des caractéristiques électriques équivalentes à celles de cette famille américaine, il fallait faire mieux au point de vue vitesse et densité des éléments intégrés afin de préparer l'avenir.

Par ailleurs ces circuits intégrés dont nous devions garantir l'interchangeabilité étaient réalisés par une méthode dans laquelle les caissons contenant les éléments étaient obtenus par une diffusion profonde dans un substrat de silicium de type inverse (fig. 1*a*).

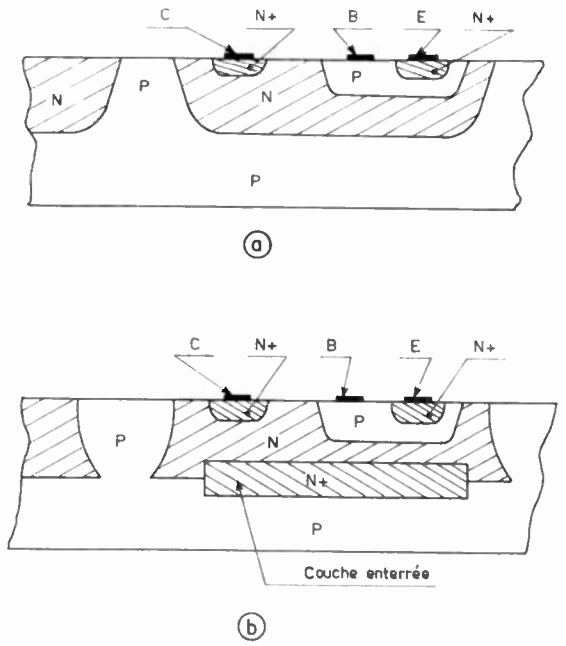


FIG. 1. — Formation des caissons des C.I. :

a) Les caissons sont obtenus par une diffusion profonde de type *N* sur un substrat de type *P*.

b) Les caissons sont obtenus par le dépôt d'une couche épitaxiale de type *N* sur un substrat de type *P*. Une grille de type *P* est ensuite diffusée pour former les murs des caissons.

Cette méthode avait fait ses preuves mais elle ne pouvait pas s'appliquer aux circuits intégrés à plus haute performance dont l'avenir aurait besoin.

Pour ne pas hypothéquer l'avenir, la décision prise dès le début a été d'utiliser les techniques d'épitaxie pour la formation des caissons de la « couche enterrée » afin d'améliorer les caractéristiques des transistors (fig. 1*b*). Il n'était donc pas question de réaliser une « copie chinoise » des circuits à remplacer.

Etant donné les innovations qu'apporteraient ces techniques toutes nouvelles, il a fallu que la conception électrique des circuits s'adapte aux possibilités techniques du moment tout en pariant sur une rapide évolution des procédés mis en œuvre. C'était la conclusion des études de base des laboratoires.

Il nous a été demandé de montrer dans cet article notre acheminement, même s'il n'est pas aussi satisfaisant à l'esprit que la façon logique dont est traité un tel problème dans les livres de microélectronique.

Nous supposons connue la théorie des circuits intégrés et les calculs y afférent, ceci ayant été fait à maintes reprises au cours de ces dernières années.

2. Méthode de travail choisie

Les spécifications électriques qu'il fallait atteindre nous ont amené un certain nombre de difficultés :

Les spécifications des circuits SE étaient adaptées aux procédés employés par le fabricant et certains de ces points étaient difficiles à garantir étant donné les différences essentielles entre les deux technologies en présence, bien que l'utilisation de l'épitaxie et de la couche enterrée permettaient d'atteindre de meilleures performances, surtout en transistor.

Par ailleurs les circuits de la série SE ont été améliorés entre-temps par suite de modifications importantes des procédés et s'il eût fallu obtenir les mêmes répartitions de valeurs électriques, il aurait été nécessaire de préciser la date de naissance des circuits dont il fallait garantir l'interchangeabilité.

En se cantonnant aux normes électriques fixées, on aurait pu, dans certains cas, réaliser des circuits qui auraient répondu aux spécifications mais qui n'auraient pu donner satisfaction à l'utilisation. Un exemple sera cité par la suite, dans la partie de l'expanseur.

L'étude avait été commencée bien avant l'action concertée, avec des circuits logiques à une seule tension d'alimentation pour l'intérêt qu'elle présenterait pour l'utilisateur dans la simplification du câblage. Il a été longtemps espéré que de tels circuits seraient choisis. Mais nous avons dû nous orienter, au cours de l'étude, sur des circuits à deux tensions d'alimentation ce qui avait d'ailleurs pour nous l'avantage de faciliter un compromis difficile entre certains paramètres.

La méthode suivie fut de scinder et sérier les difficultés.

Il fallait donc concevoir la porte simple, car c'est elle qui donne le ton à la série logique.

Au cours de cet exposé, nous allons donc insister sur la conception de la porte car c'est au cours de son développement que nous avons rassemblé les différents procédés mis au point par ailleurs : couche enterrée, épitaxie, murs d'isolement, diffusion d'or adaptée au transistor intégré, procédés que nous n'avions jamais encore utilisés tous ensemble dans l'élaboration d'un circuit intégré et dont la seule juxtaposition n'aurait pas donné de résultats concluants.

Au cours des études préliminaires sur le buffer et la bascule, le même esprit a existé.

En effet le buffer pouvait être dissocié en deux parties pouvant être étudiées séparément ; l'une étant la porte d'entrée, en cours d'étude, et l'autre l'amplificateur séparateur dont les travaux ont pu ainsi commencer en parallèle.

De même, la bascule comprenait une partie dont le mécanisme de fonctionnement était insuffisamment connu, le circuit de commande. Il fut immédiatement mis en chantier.

L'expanseur, circuit n'offrant pas de difficultés de réalisation particulières, a pu être ainsi utilisé pour mettre au point la partie entrée de la porte simple.

Quant aux composants intégrés tels que résistances diffusées, métallisées, capacités à jonction, capacités MOS, leur élaboration et leurs propriétés physiques et électriques étaient examinées par ailleurs sans savoir exactement, excepté pour les résistances diffusées, où ils seraient utilisés mais de façon à les avoir prêts, en cas de besoin.

3. Intégration de la porte simple (fig. 2)

L'étude de ce circuit s'est déroulée selon le programme suivant :

3.1. Première étape

Comme première étape, afin de pouvoir tirer des informations de nos premiers essais, il fallait concevoir une porte ayant :

a) l'aire la plus petite possible, compte-tenu des tolérances de photogravure,

b) des résistance d'aussi faibles valeurs que possible afin de limiter l'encombrement de celles-ci, plus grand que celui des éléments actifs. Ce fut la deuxième raison du choix de la solution à tension d'alimentation unique.

c) le minimum de caissons, ce qui a orienté le choix des multiémetteurs comme diode d'entrée, car il ne nécessitait qu'un caisson pour l'entrée au lieu d'un pour chaque diode d'entrée.

d) un transistor inverseur non intégré mais rapporté, afin de pouvoir faire ces premières portes sans diffusion d'or et sans couches enterrées.

En parallèle une étude fut menée sur les transistors intégrés ayant des caractéristiques de vitesse et de tension de saturation semblables à celles du transistor non intégré. Cette étude nous a permis de faire nos premières armes avec les deux principales difficultés du moment en circuits intégrés :

— la diffusion de la couche enterrée nécessaire pour obtenir une tension de saturation faible et son interaction avec la croissance épitaxiale,

— la diffusion d'or nécessaire à la vitesse du transistor inverseur, les conditions de diffusion étant différentes pour les transistors intégrés que pour les transistors épitaxiés de forme conventionnelle.

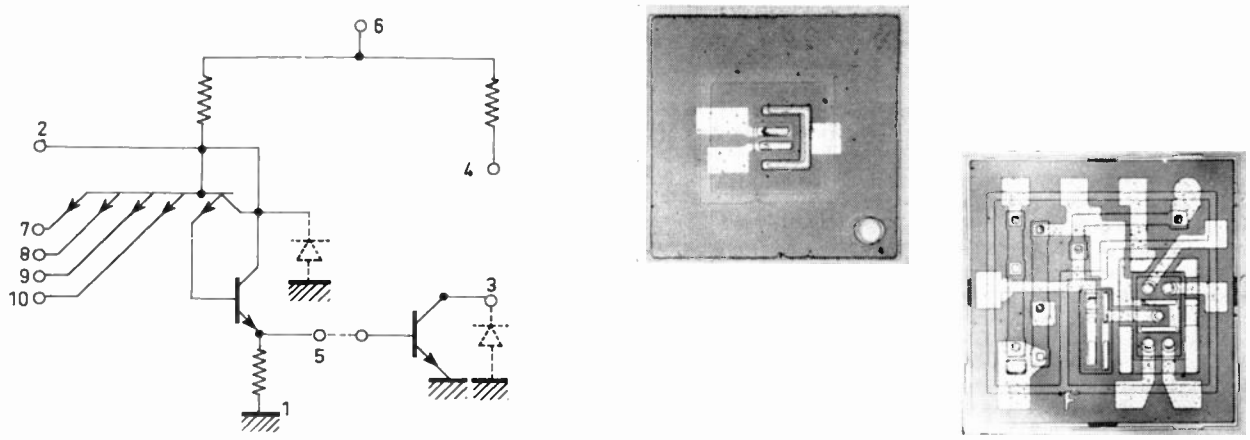


FIG. 2. — Eléments d'une porte simple polylithique.

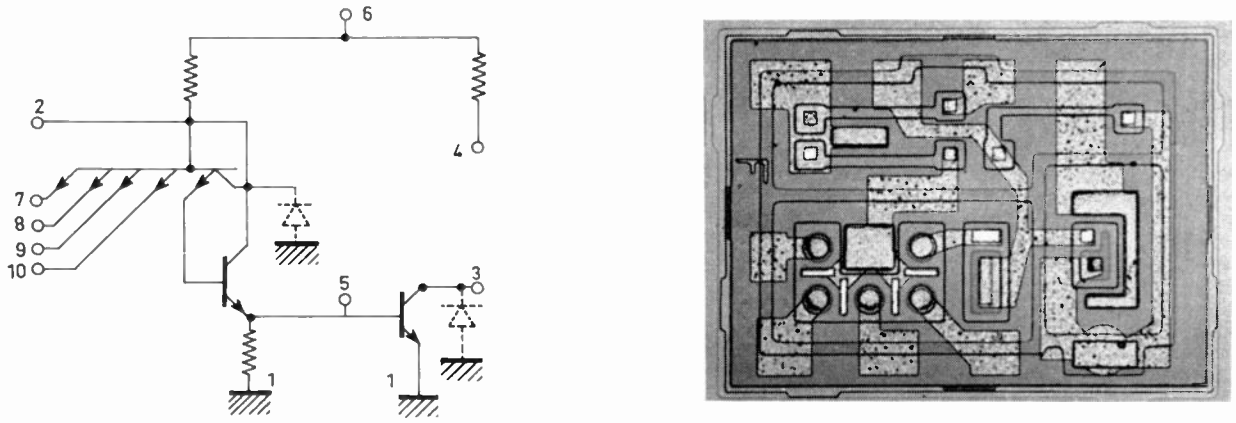


FIG. 3. — Première version monolithique de la porte simple.

3.2. DEUXIÈME ÉTAPE : (fig. 3)

Arrivé à ce stade, il était possible de faire sur un même bloc, les deux cristaux précédents. Nous avions alors le choix entre remplacer le transistor multi-émetteur par autant de diodes que d'entrées, placées chacune dans un caisson séparé, ou utiliser le transistor comme multidiode en court-circuitant sa base et son collecteur. Nous avons choisi de continuer dans cette dernière voie car elle conduisait à un encombrement plus réduit, à un nombre de caissons plus faible et, à coup sûr, à des diodes rapides ; nous n'avions en effet aucune expérience sur la rapidité des diodes intégrées avec diffusion d'or. Nous avons donc pris cette dernière solution tout en débutant une étude sur les diodes à caissons séparés pour assurer l'expansion en entrée de notre porte. Car, après étude des multidiodes, il serait possible de les incorporer ultérieurement dans le circuit de la porte.

Lors de la première étape, nous avions observé un transistor parasite PNP entre émetteurs voisins : la trop grande valeur du gain de ce transistor amenait des courants d'entrée au niveau haut trop élevés. Nous avons modifié la géométrie du transistor multi-émetteur en conséquence.

3.3. TROISIÈME ÉTAPE (fig. 4)

Nous avons alors constaté que la vitesse du circuit était plus faible que nous l'espérions (temps de propagation de 45 ns pour 30 ns espérés) ; il fallait revoir la vitesse des transistors c'est-à-dire mieux contrôler les profondeurs de diffusion et diminuer la durée de vie des porteurs.

Une partie des défauts provenant de courts-circuits entre l'aluminium d'interconnexion et le silicium, un moyen d'augmenter le rendement consistait à diminuer la surface d'aluminium. Les résistances étant également obtenues par diffusion, il nous était difficile de contrôler à mieux que 25 % leur valeur alors que 15 % était nécessaire.

Une solution rapide consistait à faire des résistances dont on pouvait régler la valeur par un choix au moment du montage.

Quelques valeurs de résistances furent modifiées pour que nos circuits soient interchangeables avec des circuits concurrents. Bien que le courant d'entrée au niveau haut, mesuré sur les circuits *B*, ne soit pas gênant pour les applications, nous avons continué à le réduire en remodifiant la géométrie du transistor multiémetteur.

Enfin, pour améliorer l'immunité aux parasites, nous avons remplacé les diodes de décalage par des diodes à chute de tension plus élevée (jonction émetteur-base d'un transistor).

Nous avons donc abouti au circuit de la figure 4.

Il était alors temps de penser aux autres éléments de la famille, tels que amplificateur, séparateur et bascule. Ces éléments seront étudiés plus loin.

3.4. Quatrième étape (fig. 5)

Les circuits obtenus à partir de la version n° 4 correspondaient à ce que nous attendions à l'exception d'un effet thyristor sous la diode de décalage de tension et sur certains circuits.

Leur fonctionnement était satisfaisant dans la gamme de températures dite civile (0 °C, + 75 °C), mais il était encore nécessaire d'apporter des améliorations sur l'immunité aux parasites et la vitesse si nous voulions couvrir la gamme de températures dite militaire (−55 °C, +125 °C).

Pour parvenir à ce but, nous avions deux possibilités, soit agir sur le schéma électrique, soit agir sur les résistivités et diffusions du circuit. Ce dernier point semblait assez délicat car il aurait, en même temps, modifié les performances en vitesse du circuit.

On aurait pu remplacer les diodes d'entrée par celles développées pour l'expanseur mais elles avaient encore des chutes de tension trop élevées (de 40 mV). On choisit pour les diodes de décalage de tension toujours des jonctions émetteur-base mais cette fois avec une couche enterrée pour éviter le thyristor parasite.

Le blocage du transistor inverseur est obtenu par une résistance dans le circuit de base. Cette résistance a pour objet d'augmenter le seuil et la vitesse à température élevée ; par contre, elle a l'inconvénient de diminuer le courant de sortie à basse température. Il serait donc souhaitable que la valeur de cette résistance diminue quand la température augmente. Malheureusement le coefficient de température positif de résistances intégrées et la diminution du V_{BE} avec la température produisent l'effet inverse.

Il était possible d'éliminer l'influence du V_{BE} par une polarisation négative de la résistance de blocage et de gagner ainsi au maximum 35 mV sur le seuil à haute température. Mais ce faible avantage avait pour contre-partie lourde de conséquences la nécessité de deux circuits d'alimentation au lieu d'un ; néanmoins les utilisateurs préférèrent cette solution ; nous l'avons donc adoptée, en nous réservant la possibilité de fonctionnement avec une seule alimentation.

A la suite de toutes ces considérations, nous avons abouti à la figure 5.

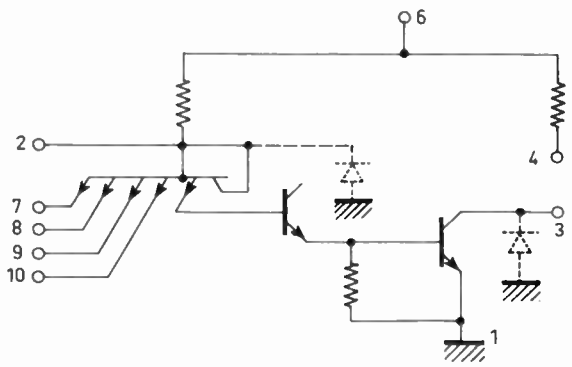
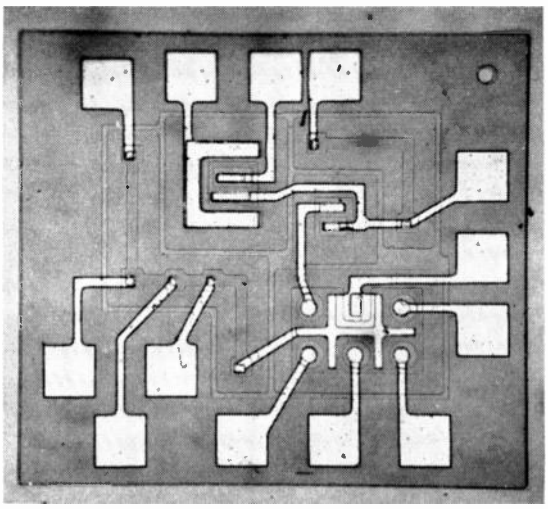


Fig. 4. — Deuxième version monolithique de la porte simple.



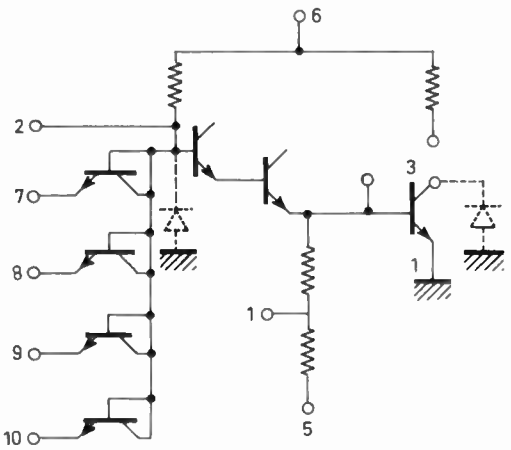
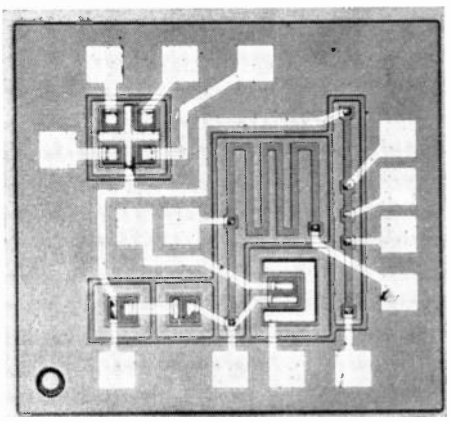


Fig. 5. — Troisième version monolithique de la porte simple.

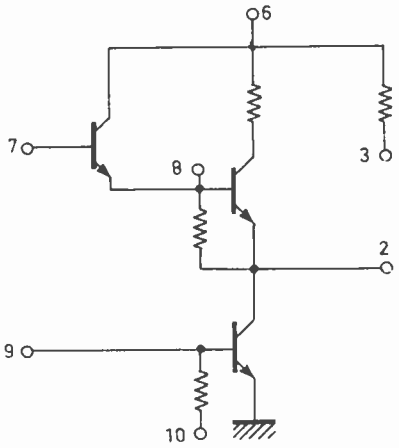


3.5. Cinquième et dernière étape (fig. 6)

La vitesse obtenue avec le circuit 4 était de 30 ns moyen (valeur typique de la série SE) : nous avons pensé qu'il était encore possible de l'améliorer car les diffusions étaient devenues beaucoup plus reproductibles, permettant ainsi un contrôle plus précis : la réduction des épaisseurs de base et l'abaissement de la durée de vie des porteurs ont conduit à une vitesse moyenne inférieure à 20 ns compte tenu des modifications suivantes :

a) Les diodes d'entrée, réalisées par des jonctions émetteur-base ne pouvaient supporter des tensions supérieures à 6 V. Cette valeur nous semblait trop près de la limite pour un circuit devant fonctionner sous 4,5 V $\pm$ 10 % avec des parasites pouvant atteindre le volt. Comme, entre temps, tous les problèmes avaient été résolus avec les diodes d'expanseur, nous avons pu remplacer le multitransistor par une multidiode qui pouvait supporter des tensions nettement supérieures.

b) La diminution du gain à -55 °C entraînant une sortance trop faible, nous obligeait à éliminer un grand nombre de circuits. Pour augmenter le rendement, il fallait augmenter le gain global du circuit. Or nous avions sur le circuit deux transistors que nous n'utilisions qu'en diodes ; en faisant une prise sur la résistance d'entrée branchée sur le collecteur de l'un d'eux, nous avons doublé le gain du circuit. A remarquer que nous avons choisi pour prise sur la résistance un point tel que son potentiel soit identique lorsque la porte est bloquée ou conductrice : nous avons ainsi éliminé l'influence des capacités parasites de ce transistor. Cette augmentation du gain du circuit nous a permis en plus de diminuer le courant d'entrée et d'améliorer le seuil.



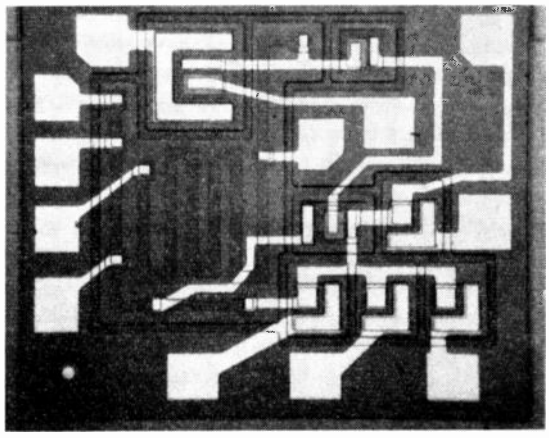


Fig. 6. — Version finale de la porte simple.

4. Autres circuits de la famille

Le principe du développement des autres éléments de la famille est similaire à celui de la porte, nous en reprendrons plus brièvement l'historique.

4.1. Expanseur

C'est un ensemble de six diodes à anode commune.

Ce développement a été entrepris directement sous forme de circuit intégré multidiode, car un circuit fait avec un transistor multiémetteur aurait fait apparaître des spécifications commerciales équivalentes à celles d'un circuit multidiode mais il aurait considérablement ralenti la porte sur laquelle il aurait été branché, à cause d'une capacité de sortie élevée que la spécification américaine n'avait pas prévue.

Son développement fut sans histoire, il permit de mettre au point la partie « entrée » de la porte. On fut seulement obligé de mettre une couche enterrée pour réduire la chute de tension des diodes d'entrée.

4.2. Double porte

Elle ne fut qu'une extension de la porte simple.

Au départ, une seule configuration a été réalisée mais le circuit a été prévu pour couvrir plusieurs possibilités d'entrées et de sorties uniquement par modification du montage du circuit dans son boîtier.

4.3. Buffer

Si nous comparons le buffer à la porte, nous voyons que les parties entrées sont identiques ; les problèmes nouveaux se trouvaient donc sur l'étage de sortie.

Comme il est difficile de vérifier en détail le comportement interne d'un circuit intégré et d'obtenir du premier coup le circuit optimal, il est préférable de fabriquer d'abord un circuit d'étude qui permettra, à coup sûr, d'établir le circuit final (fig. 7).

Pour simuler complètement le buffer, nous avons complété le circuit d'étude par la partie d'entrée d'une porte (ce circuit nous a même permis de commencer des études sur le T^2L à haut niveau).

Le buffer auquel nous aboutissons à profité de toutes les améliorations obtenues sur la porte et a, d'autre part, l'avantage d'avoir des caractéristiques d'entrée identiques à celles des portes (fig. 8).

4.4. Porte de Puissance

La porte de puissance n'étant qu'une version simplifiée du buffer, son obtention ne nécessite que le changement du masque d'interconnexion du buffer.

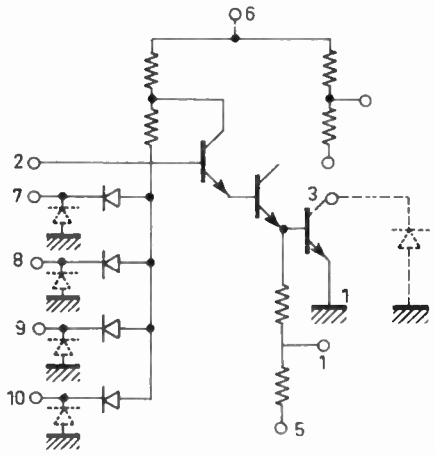


FIG. 7. — Circuit d'étude du buffer.

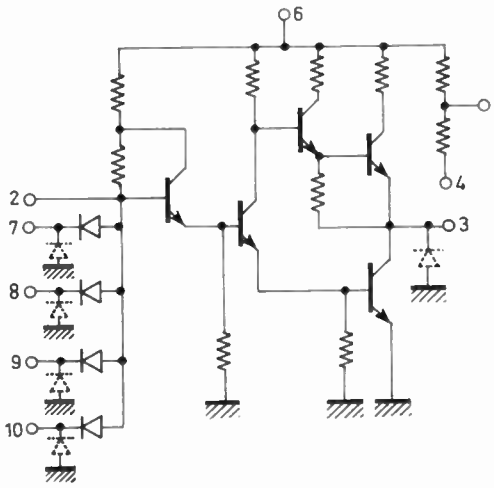
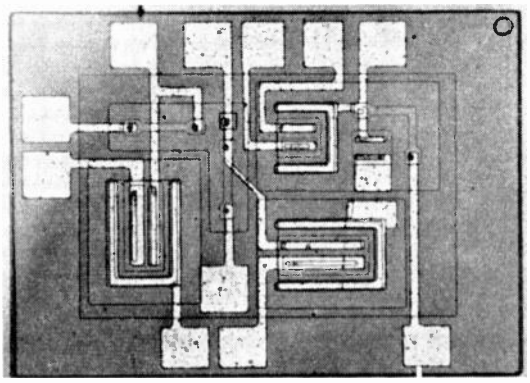
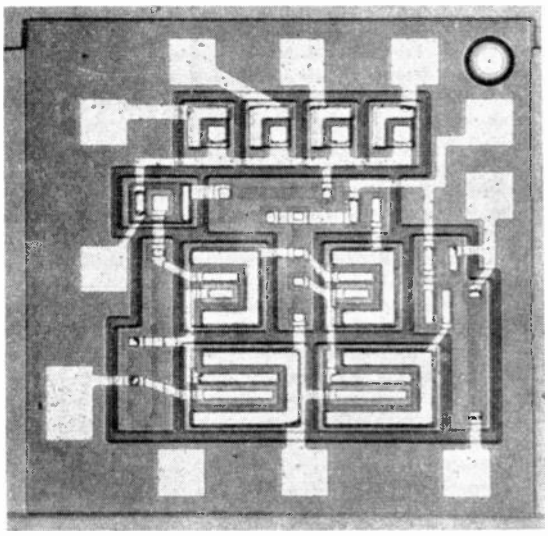


FIG. 8. — Buffer.





4.5. BASCULES

Ce sont les pièces les plus importantes de la famille aussi bien par leur difficulté de réalisation que par leur utilité dans les applications.

Il nous a paru qu'un seul type de bascule ne pouvait pas couvrir toutes les applications que nous avons scindées en deux groupes : l'un nécessitant une bascule rapide mais pouvant être commandée par impulsions à front raide, l'autre admettant une bascule plus lente mais pouvant être commandée par des impulsions à front moins raide.

Pour couvrir la première application, notre choix s'est porté vers une bascule d'un type classique où l'élément mémoire d'entrée est réalisé par capacité.

Pour la deuxième, nous avons porté notre choix sur une bascule à entrée JK du type « maître-esclave » acceptant toute forme d'impulsion d'entrée.

4.5.1. *Bascule à mémoire d'entrée capacitive*

Nous avons appliqué à cette bascule les mêmes méthodes que celles utilisées pour le buffer.

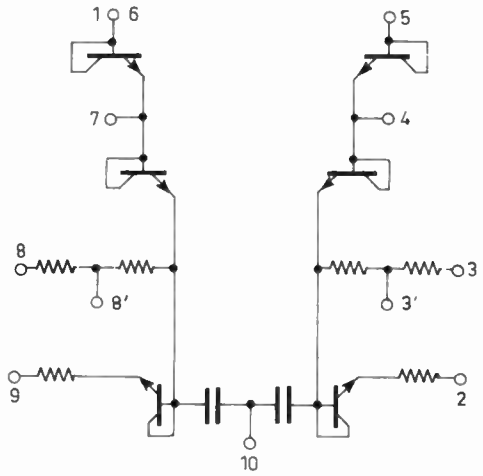
La bascule peut se décomposer en deux portes et deux éléments de commande à mémoire capacitive. Le problème nouveau était l'élément de commande dans lequel figurait l'intégration d'une capacité.

Nous avions le choix entre une capacité du type MOS ou du type à jonction polarisée en inverse. Du point de vue application, la première semblait préférable mais cette capacité était très difficile à réaliser, compte tenu de notre expérience de l'époque.

Aussi avons-nous commencé à étudier séparément les capacités MOS et la conception électrique du circuit de commande avec une capacité à jonction. La conjonction de ces deux études a permis d'entreprendre le même circuit avec capacité MOS (fig. 9) puis d'intégrer totalement la bascule (fig. 10). Cependant, pour des questions de rendement, nous avions adopté temporairement la solution de cette même bascule intégrée avec les capacités MOS rapportées. Cette solution était viable industriellement et sa fiabilité ne pouvait être jugée moins bonne que celle d'une bascule entièrement monolithique mais elle a été abandonnée au profit de cette dernière par suite de la demande commerciale.

4.5.2. — BASCULE JK MAITRE-ESCLAVE (fig. 11)

Du point de vue physique, elle ne réclame aucune étude supplémentaire, mis à part une amélioration des rendements. Elle a surtout demandé étant donné le nombre des éléments (49) une étude électrique importante (calcul - simulation).



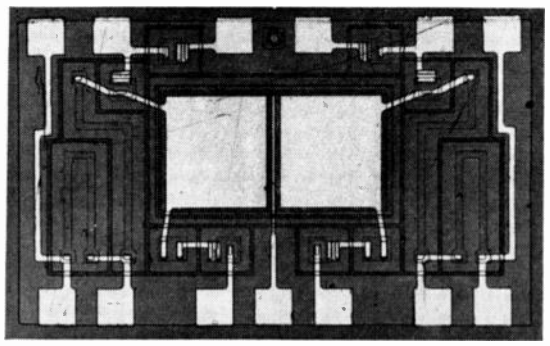
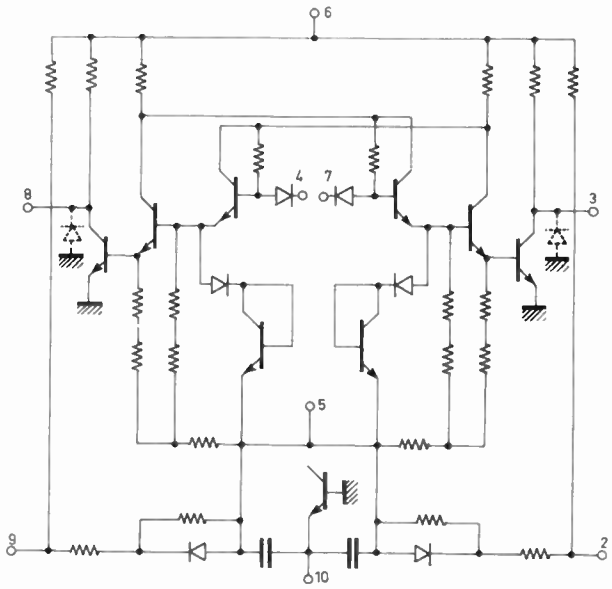


FIG. 9. — Circuit d'étude de la bascule à commande par capacité MOS.



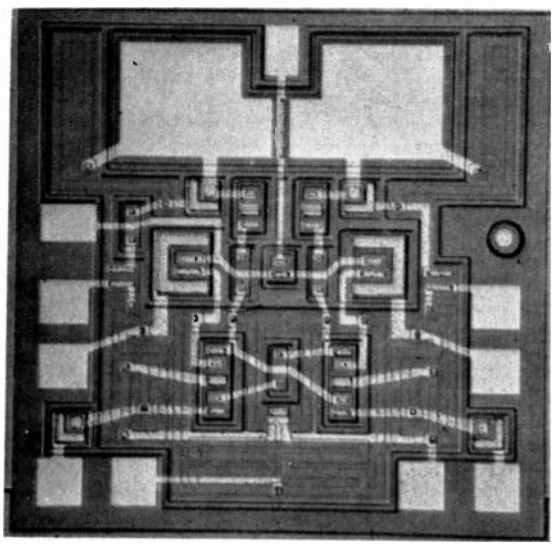
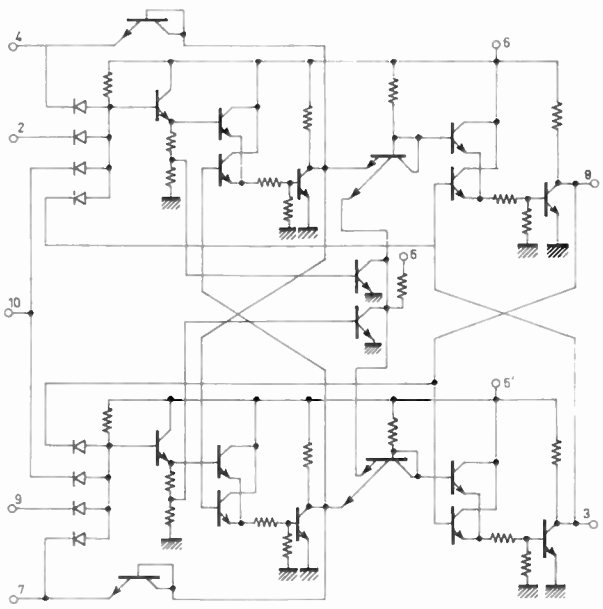


FIG. 10. — Bascule à commande par capacité MOS.



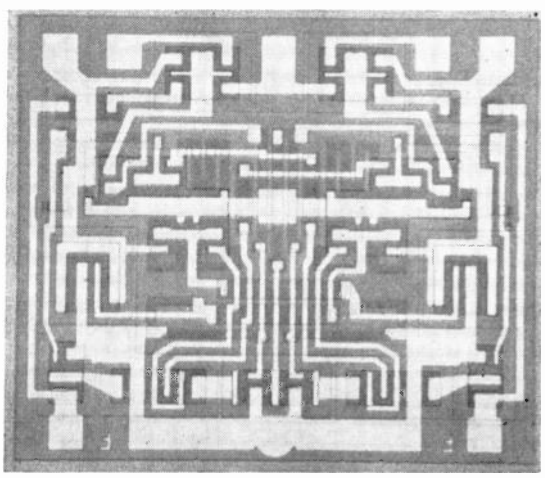


FIG. 11. — Bascule JK.

5. Conclusion

Nous avons passé sous silence d'autres problèmes tels que l'établissement des spécifications qui doivent garantir l'utilisation quelles que soient les variations de tension ou de température indiquées dans le cahier des charges ou les difficultés qui se sont posées au cours des travaux sur l'architecture de montage de ces circuits ou les études qui ont été nécessitées pour obtenir un comportement convenable en fiabilité.

Les procédés physico-chimiques et technologiques mis au point ont permis la création et la production d'une famille logique qui remplit les fonctions qui lui ont été demandées.

Un temps de propagation typique de 18 ns au lieu des 30 ns demandées pour la porte simple DTL est un bon présage pour l'avancement des travaux entrepris sur les logiques T^2L.

Le dernier résultat important de cette étude, et non pas le moindre, a été la création d'équipes de microélectronique dans les laboratoires et en production et nous tenons ici à remercier vivement tous nos équipiers, en particulier Messieurs BRÉARD, ENCINAS, HENRI et MOUSSIÉ dont les contributions ont été primordiales dans la réussite de ces travaux.

Cette action a été entreprise avec le soutien du S.T.T.A., du C.E.A. et de la D.T.E. ; nous tenons à remercier leurs représentants de l'aide efficace qu'ils nous ont apportée.

NOUVEL ASPECT DE L'INTÉGRATION A UNE LARGE ÉCHELLE*

PAR

H. WOLF et K. GREENOUGH

Signetics Corporation

1. Introduction

Un avancement rapide de la technologie des circuits intégrés s'est produit ces dernières années. Ce progrès technique s'est accompagné d'améliorations de fabrication, de réduction des dimensions du circuit, d'une augmentation de la complexité de celui-ci et d'une réduction du prix de revient. Tandis que ce progrès a conduit à la maturité de l'industrie, une nouvelle génération de circuits intégrés, beaucoup plus complexes, a vu le jour. Avant tout, ce nouveau développement est un pas du circuit intégré vers le système intégré.

Actuellement il n'est plus économique d'encapsuler un seul circuit complexe par boîtier. Les exigences de l'utilisateur et du fabricant rendent nécessaire l'encapsulation d'une manière fiable d'un certain nombre de circuits complexes dans le même boîtier. Chacun des circuits individuels représentant l'optimum du point de vue technique et économique.

Ce développement indique les trois directions vers lesquelles s'oriente l'industrie des semiconducteurs : densité fonctionnelle plus élevée, complexité de circuits plus grande, systèmes d'interconnexion optimisés. Une densité de composants plus élevée, manière la plus évidente pour obtenir une densité fonctionnelle plus élevée, est une condition primordiale pour l'intégration des systèmes. Ses résultats les plus importants sont les suivants :

a) réduction du prix de revient par fonction ;

b) augmentation de la vitesse de commutation et de la réponse en fréquence du circuit et du système ;

c) augmentation de la capacité du circuit.

Ces divers points seront discutés ci-dessous. De plus, nous décrirons de nouveaux procédés d'encapsulation et de nouvelles techniques de films minces.

2. Réduction du prix de revient

Dans le passé, les circuits intégrés ont subi une baisse de prix très importante. La figure 1 montre que cette baisse continuera au cours des années à venir, elle nécessitera une réduction correspondante du prix de revient.

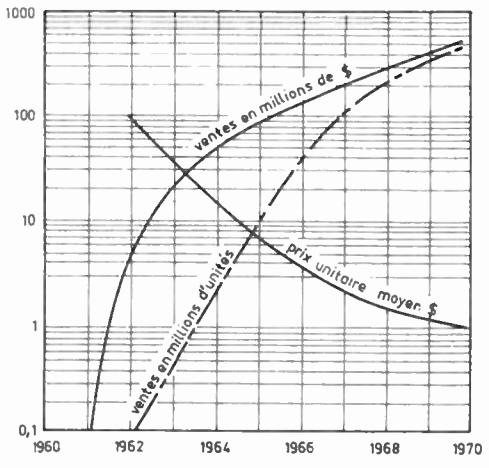


FIG. 1. — Evolution du prix de vente moyen et du marché des circuits intégrés pour l'ensemble de l'industrie.

Le coût par fonction dépend directement du prix de revient de fabrication du composant et du nombre de composants par fonction. Le coût total d'un circuit intégré monolithique comporte le coût de fabrication de la pastille et le coût de l'assemblage

* Conférence prononcée à Munich le 25 octobre 1966 au 2e Symposium International de Microélectronique.

(y compris celui du boîtier). La figure 2 montre que pour des circuits complexes (où le nombre de circuits par tranche est inférieur à 100), le coût de fabrication de la pastille est supérieur au coût de l'assemblage. Par conséquent, le coût du circuit est proportionnel à sa surface et inversement proportionnel au rendement de la tranche. La surface du circuit, les dimensions des composants et le rendement sont des quantités interdépendantes car elles sont toutes fonction des procédés employés.

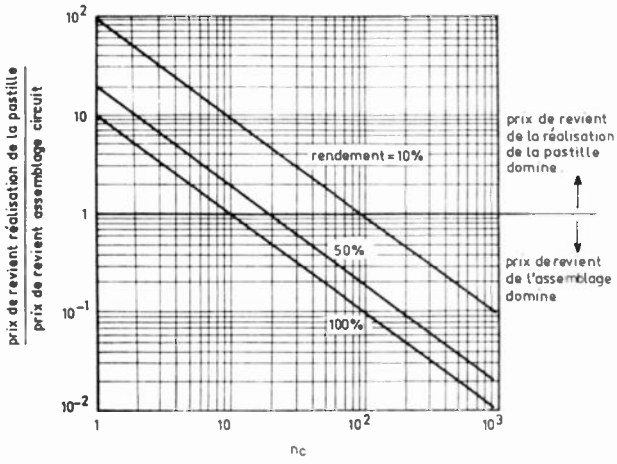


FIG. 2. — Rapport des prix de revient de la réalisation de la pastille et de celui de l'assemblage en fonction du nombre de composants sur une tranche de silicium (n_c).

Pour un état donné dans l'évolution de la technologie, le prix de revient par composant d'un circuit intégré diminuera au fur et à mesure que le nombre de composants du circuit augmentera. Au delà d'un certain nombre de composants, le coût du composant augmentera de nouveau en raison de la complexité excessive du circuit qui tendra à affecter le rendement. Il existe à tout moment un nombre optimal n_0 de composants par circuit, correspondant à un prix de revient minimal par composant. Il est à noter que si $n_0 > 100$, toute augmentation de n_0 réduit le prix de revient proportionnellement à $n_0^{-1/2}$. Inversement si $n_0 < 100$, le prix de revient est proportionnel à n_0^{-2}.

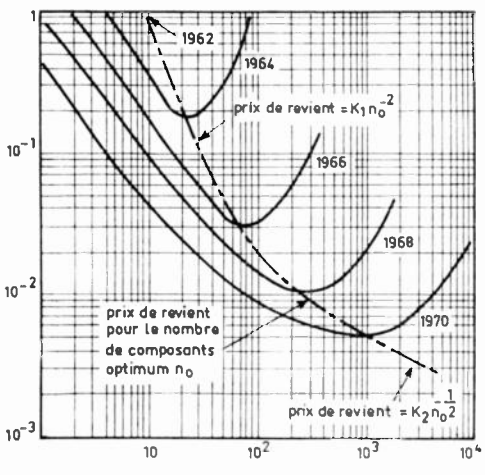


FIG. 3. — Prix de revient par composant intégré en fonction du nombre total de composants n par circuit. Pour chaque année la courbe passe par un minimum qui correspond « au nombre optimal de composants ». On peut remarquer que le prix de revient moyen par composant est réduit par un facteur 30 de 1962 à 1966 et que le nombre optimal de composants par circuit a augmenté d'un facteur 7 pendant cette même période.

Si le nombre de composants optimal est multiplié par le coût relatif correspondant par composant, on a le coût relatif d'un circuit « optimisé » (fig. 4). Il peut sembler curieux de constater la croissance du prix de revient du « circuit optimisé » au delà de 1967. Nous devons réaliser, cependant, que le nombre optimal de composants par circuit augmentera de 70 en 1966 jusqu'à 1 000 en 1970 et sera environ de 5 000 en 1972. Si le nombre de composants reste constant, leur coût sera supérieur au coût « optimisé » et le coût du circuit suivra celui du composant indiqué sur la figure 4, à une constante près.

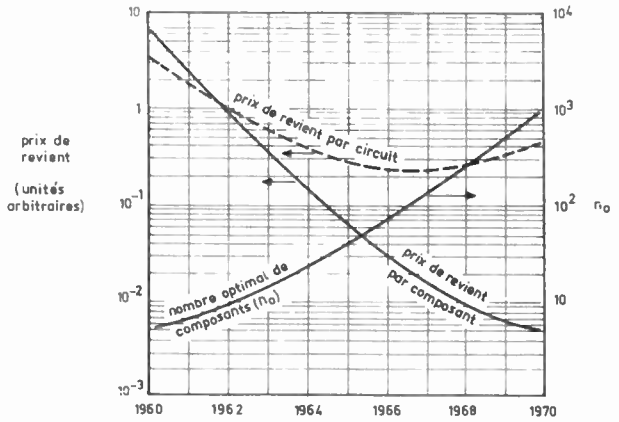


FIG. 4. — Evolution du nombre optimal de composants et du prix de revient par composant et par circuit (comportant n_0 composants).

Alors que l'on continuera à donner une importance considérable à tous les circuits intégrés bipolaires, les circuits constitués de structures MOS permettront la réalisation d'un nombre encore plus grand de composants par circuit. Ainsi qu'il est indiqué sur la figure 5, les circuits entièrement réalisés en MOS auront une supériorité sur les circuits entièrement bipolaires du point de vue nombre de composants par circuit (parce que les structures MOS peuvent être réalisées avec un rendement plus élevé et un prix de revient moindre et ne nécessitent pas une isolation individuelle) ; cependant, leur vitesse plus faible réduit le nombre de leurs applications. De plus, étant donné la dépendance inhérente des caractéristiques MOS sur les propriétés de surface, les techniques de fabrication n'ont pas encore atteint le point auquel une pleine exploitation des méthodes de réduction de prix de revient peut être faite.

Cependant, on peut présumer que l'avenir verra des circuits qui combineront les meilleures caractéristiques des structures MOS et bipolaires, de sorte que le nombre optimal de composants pour les circuits combinés (mais monolithiques) se situera entre ceux donnés pour les circuits bipolaires et MOS. La figure 5 montre également le nombre maximal de composants

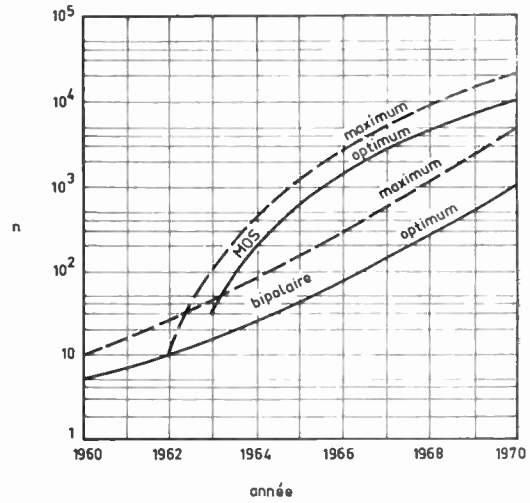


FIG. 5. — Evolution du nombre optimal de composants (n) et maximum par circuit monolithique (entièrement bipolaires ou entièrement MOS).

qui ont la possibilité d'être intégrés. Alors que les circuits constitués de ce nombre maximal de composants seront réalisés en laboratoire, d'une manière générale seuls les ciruits constitués par un nombre optimal de composants trouveront leur utilisation pratique.

Une meilleure compréhension des technologies avancées, l'utilisation de techniques améliorées de photogravure et de réalisation des caches, le développement des couches minces et d'autres progrès décrits dans le présent article seront largement responsables de la réduction des prix de revient. Dans le futur proche, le plus grand nombre de circuits comportera encore des transistors diffusés, des résistances et des condensateurs. Dans quelques applications particulières, ils comporteront aussi des inductances et d'autres éléments nouveaux.

3. Augmentation de la vitesse de commutation

La réduction des dimensions des composants a pour résultat une amélioration des performances en plus de la réduction du prix de revient. La figure 6 montre la variation de l'écartement collecteur-base, de la résistance de base et de la constante de temps de commutation en fonction des dimensions de la structure du transistor indiquée. Les paramètres qui sont réduits proportionnellement sont : l'écartement collecteur-base, Y_{EB} (considéré comme représentatif de l'avancement de la technologie), les largeurs de l'émetteur et de la base et l'espacement entre ces derniers et la jonction collecteur-base. Pour un écartement base-émetteur inférieur à 5 μ, on peut espérer une proportionalité directe entre cet espacement, la distance collecteur-base, le temps de commutation et la résistance de base.

Etant donné que les temps de commutation ainsi que d'autres paramètres dépendent du produit gain bande-passante, f_T, il serait intéressant de connaître la variation de ce paramètre en fonction de l'espacement collecteur-base pour différentes concentrations

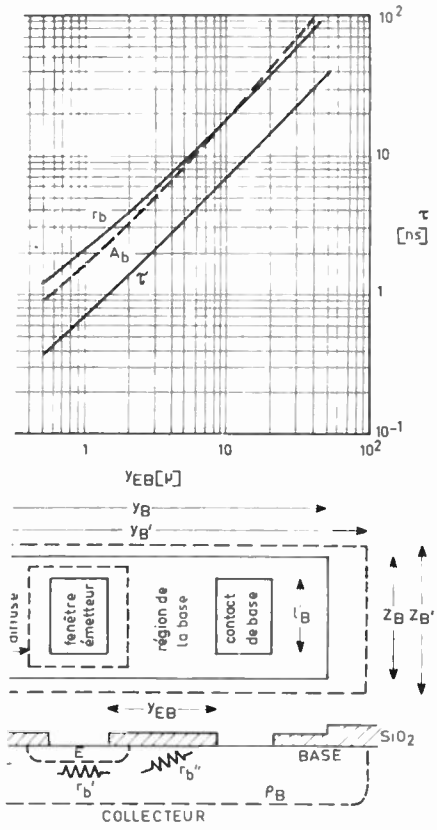


FIG. 6. — Effet de l'écartement émetteur base (Y_{EB}) sur la résistance de la base (r_b), la surface de la base (A_B) et la constante de temps de commutation (τ).

d'impuretés. La figure 7 montre que, au-dessous de $A_B = 10^4 \mu^2$, f_T reste sensiblement constant.

La figure 8 donne une idée de la diminution de la largeur des composants et des dimensions des transistors que nous pouvons espérer au cours des années à venir. On peut espérer réduire la plus petite largeur pratique d'un ordre de grandeur par périodede 7 ans,

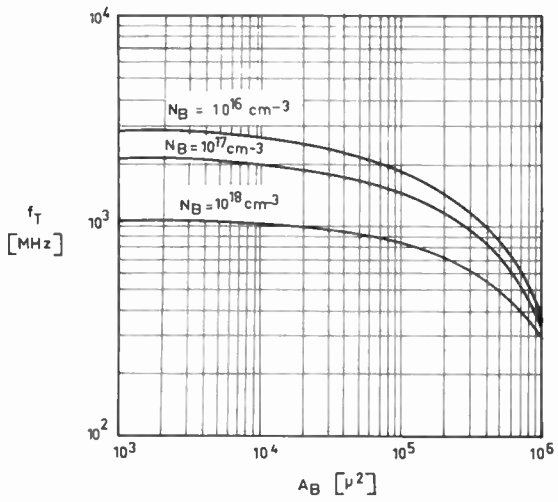


FIG. 7. — Produit gain bande passante en fonction de la surface collecteur-base (A_B) et de la concentration d'impuretés de la base (N_B).

alors que les dimensions d'un transistor type seront réduites d'un ordre de grandeur par période de 5 ans. La figure 8 indique également que l'introduction des techniques avancées (développées pour les éléments discrets) dans la production des circuits intégrés demandera une période de l'ordre de 5 ans [2].

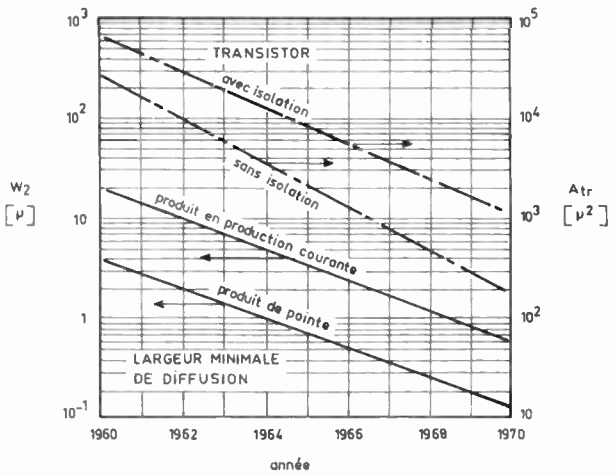


FIG. 8. — Evolution de la largeur minimale de diffusion (W_1) et de la surface du transistor.

La figure 9 donne un exemple de cette tendance à la réduction des dimensions dans le cas particulier d'un élément de mémoire à 8 bits, intégré, comportant 180 composants. Partant de la dimension originale (1965) de 6,5 $10^6 \mu^2$, la surface de ce circuit a été réduite, en 1966, par un facteur de 4 entraînant les réductions du prix de revient et du temps de commutation attendues.

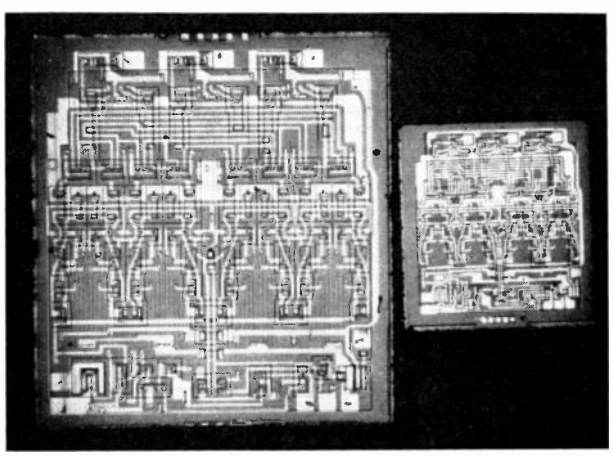


FIG. 9. — Réduction de surface dans un rapport de 4 d'un élément de mémoire de 8 bits. La pastille de gauche a 2,5 × 2,5 mm.

La réduction des dimensions des composants conduit à une augmentation de densité fonctionnelle par unité de surface. Ceci pourrait amener des problèmes de dissipation de la chaleur si la réduction des dimensions n'était pas accompagnée d'une réduction de la puissance de fonctionnement des composants. Comme l'augmentation de densité se fait surtout en deux dimensions, les composants continuent à être près de la surface de la pastille. En outre, les plus petits éléments actifs peuvent généralement être utilisés avec des courants plus faibles, conservant la densité de courant totale à un niveau constant. Il est donc peu probable que des problèmes thermiques affecteront sérieusement les circuits complexes d'une densité fonctionnelle élevée.

4. Complexité des circuits

La réduction des dimensions est une condition essentielle pour l'intégration des circuits d'une grande complexité. Malgré les limitations évidentes et absolues à une réduction indéfinie des dimensions des composants actifs, des améliorations substantielles peuvent être obtenues grâce à la réduction des dimensions des composants passifs. Des matériaux nouveaux utilisés en couches minces sont actuellement en étude et leurs applications sont étendues aux circuits intégrés. Les matériaux les plus prometteurs dans ce domaine sont : [3-4-5.]

Pour les couches résistives

1. Alliages NiCr, CrSi
2. Cermets Cr - SiO
3. Métaux Ta dopé au N_2, O_2.

Pour les couches diélectriques

1. oxydes déposés par vaporisation ou projection SiO_2, SiO
2. oxydes anodiques Ta_2O_5, Al_2O_3, TiO_2
3. oxydes déposés sous forme de vapeur TiO_2, SiO_2, mélanges de Si, Al, B.

Les matériaux de couches minces les plus prometteurs pour l'avenir sont résumés dans les tableaux I et II. Dans la figure 10 sont comparées les surfaces relatives nécessaires aux différents films résistifs et diélectriques pour réaliser des composants de différentes valeurs. Par exemple, alors qu'une résistance de 10 kΩ (largeur 10 μ), réalisée au cours de la diffusion de base, nécessite une surface d'environ $5 \cdot 10^4 \mu^2$

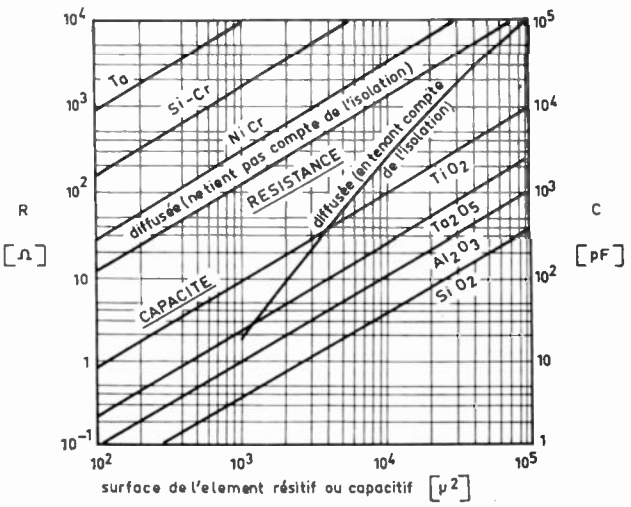


FIG. 10. — Résistance (R) et capacité (C) réalisables en fonction de la surface du composant.

TABLEAU I. - *CARACTÉRISTIQUES DE DIFFÉRENTS TYPES DE RÉSISTANCES*

	DIFFUSÉ			MOS	COUCHES MINCES		
	Diffusion base	Diffusion émetteur	Diffusion ou couche collecteur épitaxiale	Réristance du canal	NiCr	SiCr	Ta
Gamme [Ω/□]	10^2-10^3	2-5	500-1 000	10^3-10^5	10-10^3	10^2-10^4	10-10^4
Valeur maximale Réalisable [Ω]	$3\cdot10^4$	$3\cdot10^2$	10^5	10^8	10^5	10^5	$5\cdot10^5$
Valeur minimale Réalisable [Ω]	30	5	10^3	$5\cdot10^3$	50	300	100
Puissance maximale dissipée [W/μ^2]	$5\cdot10^{-6}$	$5\cdot10^{-6}$	$5\cdot10^{-6}$	$5\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-7}$	$5\cdot10^{-7}$	$5\cdot10^{-7}$
Tension maximale applicable [V]	40-75	5	75	10	50	50	50
Coefficient de température (à 25° C) [10^{-6}/°C]	100-3 000	100	$>10^3$	$3\cdot10^3$	50	100	±200*
Tolérance [%]	±10	±15	±25	±20	±10	±15	±15

La valeur dans la gamme indiquée dépend de la tension utilisée lors de la pulvérisation.

TABLEAU II. - *CARACTÉRISTIQUES DE DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS*

	Jonction P-N	COUCHES MINCES					
		SiO_2	SiO	Al_2O_3	TiO_2	Ta_2O_5	Couche d'solation (SiO..)
Capacité typique par unité de surface [pF/μ^2]	$2\cdot10^{-3}$	$3\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-4}$	10^{-3}	10^{-2}	$2\cdot10^{-3}$	10^{-5}
Capacité maximale possible [pF]	500	50	75	150	1 500	300	
Epaisseur de la couche [Å]	-	1 000	1 000	1 000	1 000	1 000	10^4
Voltage maximal applicable [V]	5-30	50	50	50	50	50	>100
Constante dielectrique	-	4	3-7	10	100	18	4
Coefficient de température (pour 25°C [ppm/°C])	300	100	±100*	100	±250*	±400*	100
Tolérance [%]	±10	±15	±15	±15	±15	±15	±20

* Valeur dans la gamme indiquée ; elle dépend de la nature du filin.

(y compris l'isolation), une résistance à film mince de Si-Cr de même valeur nécessiterait seulement 1/40 et une résistance de Ta seulement 1/200 de la surface de la résistance diffusée. De même, un condensateur de 100 pF (épaisseur diélectrique 0,1 μ) nécessite une surface de $2\cdot10^5\mu^2$ de SiO_2, 1/10 de cette surface de Ta_2O_5 et 1/30 seulement de TiO_2. En plus de l'économie réalisée, cette réduction de dimensions amènera une augmentation du rendement car une surface réduite comprend moins de défauts.

L'avantage obtenu par la réalisation de composants en couches minces sur un circuit monolithique est démontré par l'exemple d'un amplificateur différentiel indiqué sur la figure 11. Le circuit contient 11

résistances en Si-Cr déposées sous vide sur la surface de la pastille avant la métallisation finale. Les résistances peuvent être réalisées soit par attaque chimique soit par masquage. Leurs valeurs s'étendent de 200 Ω à 150 kΩ et leur coefficient de température est inférieur à $200 \cdot 10^{-6}$/°C. La couche mince a une résistance superficielle de 1 000 Ω/□ et a été déposée avec une précision supérieure à ±10 %. Ces résistances remplacent les résistances conventionnelles diffusées à 135 Ω/□, ayant un coefficient de température d'environ $600 \cdot 10^{-6}$/°C et une tolérance de ±15 %. Le même circuit réalisé avec des résistances diffusées conventionnelles nécessite trois pastilles interconnectées afin de fournir une surface suffisante. Des résultats préliminaires indiquent que la réponse en fréquence est triplée par l'utilisation des résistances en couches minces.

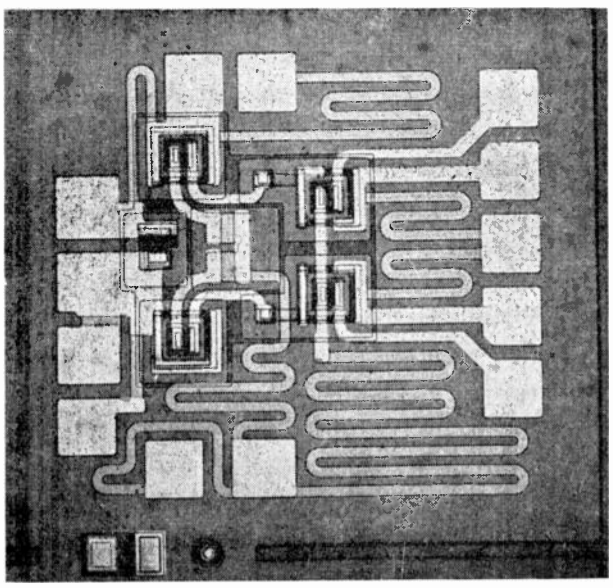


FIG. 11. — Amplificateur différentiel à résistance Si-Cr déposées sous vide. Résistance 1000 Ω/□, résistance totale du circuit 350 kΩ

En plus de l'avantage obtenu en réduisant la surface utilisée, les caractéristiques des composants en film mince peuvent être optimisées, car ces composants sont fabriqués séparément. Les composants passifs diffusés, par contre, sont généralement des « sous-produits » de procédés de diffusion optimisés pour la réalisation des éléments actifs.

Alors que les couches minces gagnent de l'importance, le développement de résistances diffusées avec une résistivité plus élevée progresse. SIGNETICS a réalisé des résistances diffusées avec des résistances superficielles jusqu'à 2 000 Ω/□, voir figure 12 ; cependant, le coefficient de température de ces résistances tend à augmenter très rapidement avec la résistivité (de $500\text{-}600 \cdot 10^{-6}$/°C pour les résistances usuelles, jusqu'à 10 fois cette valeur pour 2 000 Ω/□). C'est la raison qui limite actuellement leur application sauf dans des cas particuliers [6].

Ces considérations indiquent que l'évolution des circuits intégrés tend vers une complexité de plus en

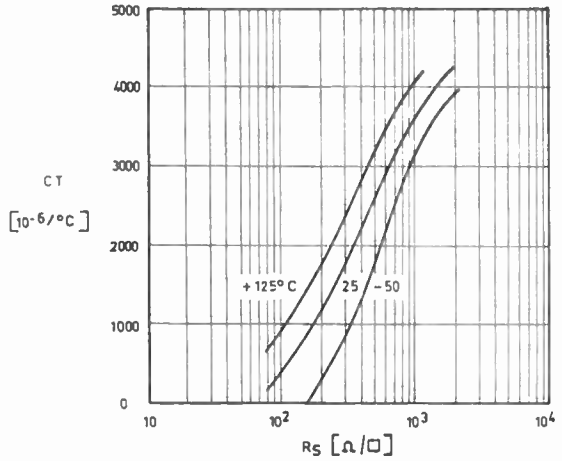


FIG. 12. — Coefficient de température (C_T) de la résistance en fonction de la résistance par carré de la couche (R_s) d'une résistance diffusée.

plus grande. Alors qu'en 1962, un circuit monolithique intégré typique comprenait environ 10 composants, pour la plupart transistors et résistances, le nombre de composants optimal est actuellement de 70 et dépassera 1 000 par circuit en 1970. Ceci sera réalisé en grande partie par une augmentation de la densité des composants. La surface nécessaire pour réaliser le nombre optimal de composants par circuit est indiquée par la figure 13 qui présente la surface nécessaire pour des circuits de différentes réalisations. Alors qu'en 1970 un circuit composé de 500 transistors et 500 résistances (au total 2,5 MΩ) occupera seulement $6 \cdot 10^5 \mu^2$, le même circuit réalisé avec des résistances diffusées, isolées, de mêmes valeurs, occupera environ 16 fois plus de surface.

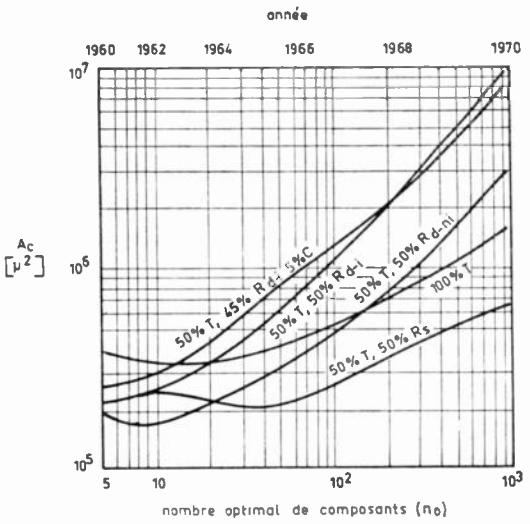


FIG. 13. — Surface de circuit (A) nécessaire pour un nombre optimal de composants (n_0) pour différentes réalisations, différentes technologies et différentes périodes.

Ceci est également indiqué sur la figure 14 par la courbe de surface moyenne nécessaire par composant. Cette figure indique que la plus grande économie de surface sera obtenue à l'avenir, soit avec des circuits entièrement à transistors, soit avec des circuits

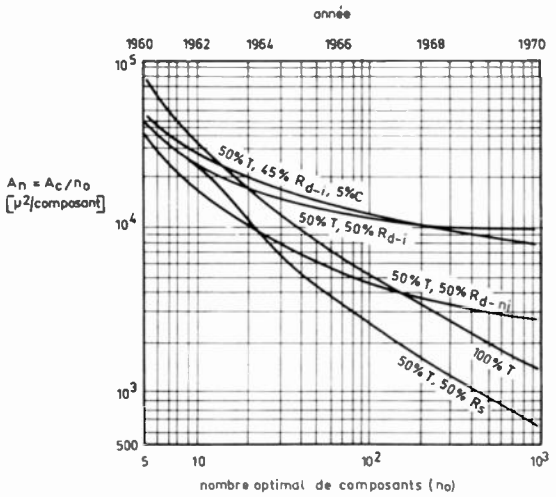


FIG. 14. — Evolution de la surface moyenne par composant (A_n) de circuits monolithiques de différentes réalisations. La surface moyenne par composant est obtenue en divisant la surface totale du circuit (A_c) donnée en figure 13 par le nombre optimal de composants (n_0) par circuit. Ces courbes montrent que les circuits comportant des résistances diffusées tendent vers une assymptote vers $n_0 \approx 1\,000$, tandis que les circuits utilisant des techniques de pointe ne montrent pas une telle tendance dans la période considérée.

comportant des résistances qui sont à la pointe de la technique. La plus petite économie de surface sera réalisée avec des circuits intégrés utilisant les résistances diffusées et isolées, de résistivité voisine à celle obtenue actuellement.

5. Interconnexions multi-couches

Une complexité accrue des circuits n'est pas possible sans progrès dans les autres domaines. La réduction des dimensions des composants actifs et passifs nécessite l'utilisation de techniques poussées de masquage, d'alignement et de photogravure. La grande complexité envisagée pour les circuits futurs rendra nécessaire l'utilisation d'interconnexions multi-couches à la fois sur la pastille et dans le boîtier.

La topologie des circuits monolithiques actuels comporte relativement peu de ponts, croisements de conducteurs, séparés par un isolant électrique. Des régions diffusées sous l'interconnexion métallique sont cependant courantes. Ce type de pont non seulement utilise une surface comparable à celle d'un élément actif mais aussi présente des régions d'une résistance supérieure à celle désirée dans les interconnexions. Les limitations des ponts réalisés par diffusion seront réduites par l'introduction des interconnexions multi-couches dans les circuits monolithiques plus complexes couramment développés.

Les interconnexions multi-couches utilisent deux niveaux, ou plus, de circuits métalliques d'interconnexion, séparés par des films diélectriques isolants. L'interconnexion du premier niveau réalise les contacts ohmiques aux éléments semiconducteurs ; le second niveau est en contact avec le premier niveau grâce à des ouvertures appropriées dans le diélectrique. En principe, des niveaux supplémentaires peuvent être ajoutés ; mais, dans la pratique, un système à deux niveaux est mieux « réalisable ». Cependant, dans certains cas, il peut être conseillé d'utiliser à la fois les ponts diffusés et les interconnexions multi-couches sur la même pastille.

La compatibilité des matériaux des interconnexions multicouches est une nécessité de base pour une fiabilité mécanique et une stabilité chimique à long terme. L'approche courante de SIGNETICS comprend l'utilisation de l'aluminium et de certains de ses alliages comme conducteurs et des couches minces d'oxyde de silicium et de mélanges silicium-oxyde métallique déposés à basse température comme isolants diélectriques.

La figure 15 montre une décade de comptage réalisée par cette technique. Treize ponts d'aluminium remplacent les ponts diffusés utilisés normalement dans ce type de circuit.

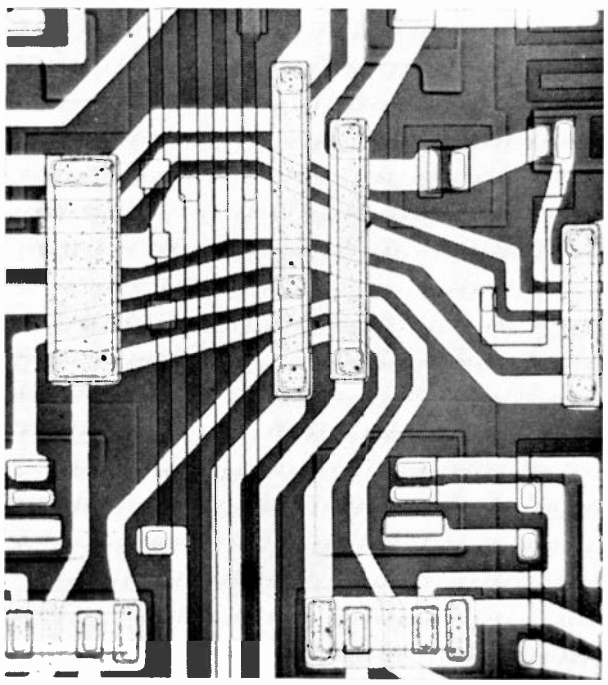


FIG. 15. — Partie de circuit intégré à deux niveaux d'interconnexions, couches d'aluminium vaporisé sous vide séparées par une couche de verre.

6. Méthodes d'encapsulation perfectionnées

La complexité croissante des circuits monolithiques demande une amélioration des méthodes d'encapsulation. La puissance dissipée, les effets parasites, capacitifs et résistifs, et les limitations en fréquence des boîtiers courants paraissent convenir à beaucoup de circuits complexes ayant un maximum de 12 à 14 sorties.

Mais les futurs accroissements de la densité de composants et la diminution de la taille des plots internes de soudure nécessiteront des moyens plus efficaces, plus fiables et moins coûteux pour relier le circuit aux broches externes. SIGNETICS a atteint

ces objectifs en obtenant des brevets* de base sur les techniques « face-bonding » et « flip-chip » pour la formation simultanée de soudures purement métalliques entre les broches externes et les plots de soudure interne d'un chip. Les restrictions dues aux méthodes coûteuses et complexes de soudure de fils sont éliminées par ces techniques. Il est alors possible d'encapsuler en une seule opération plusieurs pastilles complexes interconnectées,

Un élément à 14 sorties pour un compteur décimal utilisant ces techniques est représenté en figure 16 ; il a 4 « chips » bascules et un chip porte interconnectés sur le même substrat. Ce même ensemble est normalement réalisé par cinq circuits intégrés comportant des connexions internes conventionnelles.

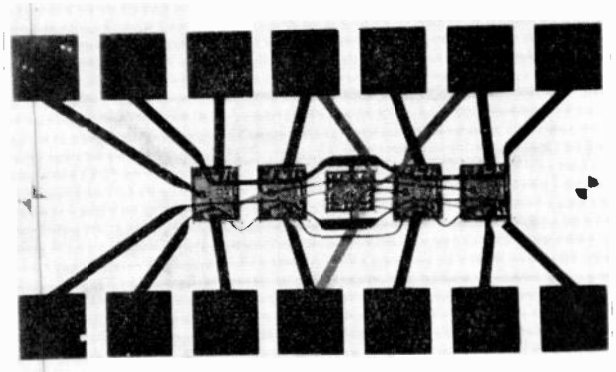


FIG. 16. — Décade réalisée avec plusieurs pastilles montées sur un substrat verre 1 · 1,75 cm² (la photo est prise à travers le substrat pour montrer les éléments et les interconnexions).

Les interconnexions et les ponts dans la réalisation « multi-chip » sont obtenus par des couches multiples de films métalliques et de diélectriques déposés, ainsi qu'il est montré sur la figure 17. Un film d'aluminium évaporé de 0,7 μ d'épaisseur sert de première couche d'interconnexions. Une couche de diélectrique est déposée soit par évaporation sous vide, soit sous phase vapeur pour former l'isolation intermédiaire.

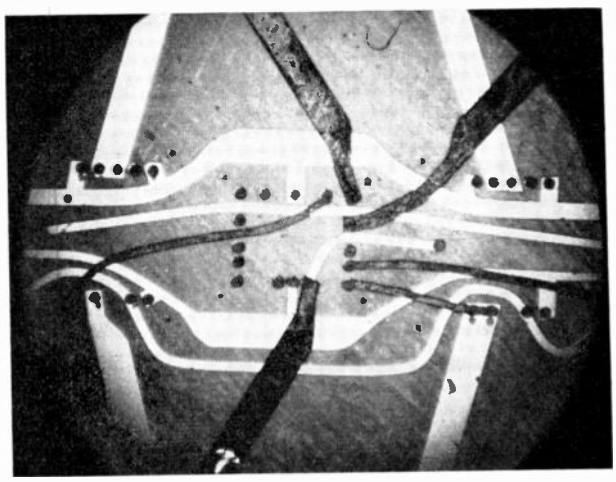


FIG. 17. — Circuit de connexion avec ponts sur substrat verre montrant les points de soudure des pastilles.

* U.S. Patents 3 256 465 et 3 002 270

Après réalisation des fenêtres de contact, la seconde couche d'interconnexions est formée par dépôt électrolytique d'une couche de cuivre de 2,5 μ sur une métallisation d'aluminium déposé sous vide. Le circuit d'interconnexion est réalisé par attaque chimique sélective.

Les « chips » sont soudés sur les interconnexions par des techniques ultrasoniques et de soudure à l'étain. Des points de contact sont formés par des techniques essentiellement analogues à celles des interconnexions multicouches décrites ci-dessus. Ces contacts sont étamés avant montage, ils sont montrés sur la figure 18.

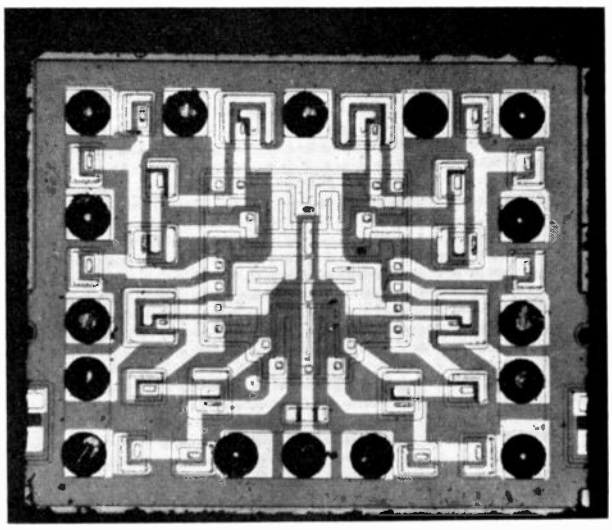


FIG. 18. — Circuit intégré avec contacts métalliques utilisés pour le montage et la connexion des sorties sur le substrat. La hauteur de ces contacts assure une séparation entre la pastille et le circuit qui se trouve en-dessous.

Les connexions aux sorties et l'encapsulation finale peuvent être réalisées par des méthodes courantes. La figure 19 montre la séquence des étapes d'assemblage de prototypes à substrat « multi-chip » verre

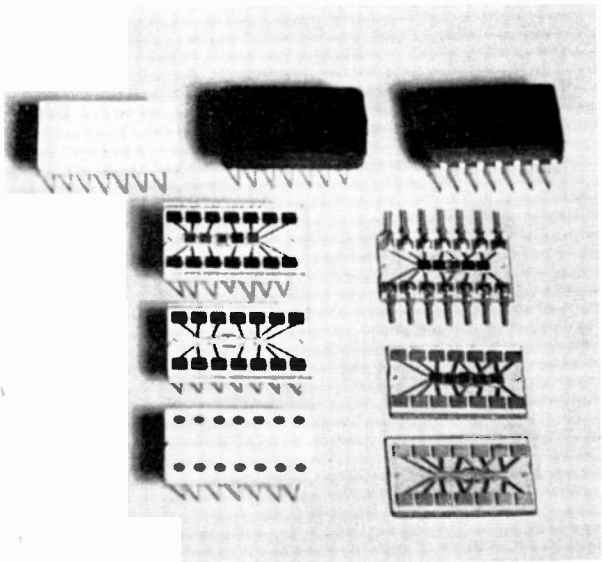


FIG. 19. — Différentes méthodes d'assemblage de prototypes de substrats « multi-chip ».

et céramique. En une opération, les sorties KOVAR sont soudées sur l'interconnexion du circuit. L'assemblage est alors complètement encapsulé dans une résine.

Une technique différente utilise un substrat en céramique avec les sorties soudées au verre, perpendiculairement au substrat, de manière à ce que le dos du circuit puisse être poli, les sorties formant alors des plots dans la céramique. Le circuit est alors monté sur ces plots. Le boîtier est soudé au verre.

Le choix des matériaux d'encapsulation est dicté par la nécessité d'évacuer la chaleur dissipée qui augmente avec la complexité du circuit. Les céramiques et les métaux sont en général préférés aux résines, surtout en raison de leur conductivité thermique plus élevée.

Le rendement total d'un tel ensemble sera inférieur à celui d'un élément à un seul « chip ». La figure 20 montre la variation du rendement en fonction du nombre de « chips ». La baisse du rendement sera due soit au montage d'un circuit ne fonctionnant pas, soit à une soudure défectueuse.

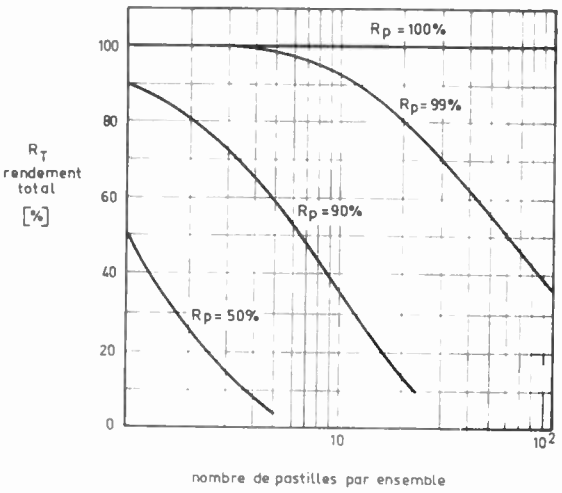


FIG. 20. — Rendement total de montage des pastilles en fonction du nombre de pastilles, par exemple, et du rendement de montage d'une pastille (R_P).

Une solution en ce qui concerne le premier type de défaut est l'utilisation de substrats individuels qui permettent la manipulation et le contrôle électrique complet avant l'assemblage.

Une autre solution consiste à monter les « chips » à basse température (de manière à pouvoir les remplacer) et, après un contrôle complet, faire la soudure finale à une température plus élevée. Ces deux techniques améliorent le rendement car elles permettent un contrôle complet du circuit avant le montage final.

Une chose importante à considérer est la fiabilité d'ensembles « multi-chips » en fonction du nombre de « chips » utilisées. Par exemple, le temps moyen entre pannes (MTBF) d'un tel ensemble diminuera en fonction du nombre de chips utilisées, comme l'indique la figure 21, courbe A, en supposant un MTBF en 10^8 h pour un « chip » individuel. La courbe réelle pourrait même faire une chute plus rapide en fonction du nombre de « chips » à cause de l'effet des interconnexions.

La courbe B qui indique le MTBF des soudures d'un ensemble multichip est une extrapolation de la courbe A, en supposant que 25 % des défauts attribués à un « chip » seront dus à une ou plusieurs soudures. [7]

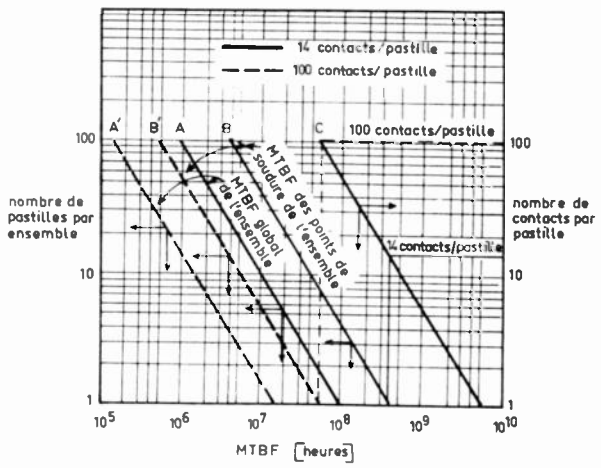


FIG. 21. — Temps moyen entre pannes (MTBF) en fonction du nombre de pastilles par ensemble et du nombre de contacts par pastille.

La courbe C indique le MTBF d'un chip en fonction du nombre de soudures, en considérant qu'un défaut de soudure correspond à un défaut de « chip ». Le MTBF prévu diminue quand le nombre de soudures augmente, comme indiqué par les courbes A' et B' correspondant à 100 soudures par « chip ».

BIBLIOGRAPHIE

[1] THORNTON C.-G. — *SCP and Solid-State Technology*, March 1966, p. 42 and April 1966, p. 28.

[2] SCHUETZE H.-J. and HENNINGS K.-E. — *SCP and Solid-State Technology*, July 1966, p. 31.

[3] BURGER R.-M. and DONOVAN R.-P. — *Electronics*, May 1965, p. 48.

[4] WALKER M.-J. — *IEEE - ED* 13, 472 (1966).

[5] SCHUETZE H.-J. — *Vakuum-Technik*, 1965, p. 213.

[6] HUTCHESON J. private communication.

[7] ADAMS J.-D. and HOLDEN P.-L. — *Electronic Design*, Novemper 22, 1965, b. 54.

FILTRES ACTIFS *RC* réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés

PAR

G.F. SABBADINI et G.M. RIVA

SGS - Fairchild, Application Dept. Analogic Group
Agrate (Italie)

Symboles employés

α = coefficient réel positif
B = bande
C = capacité
e = tension
ε = coefficient d'atténuation
$F(p)$ = fonction complexe
i = courant
p = fréquence complexe
p_n = pulsation critique (pôle)
Q = coefficient de résonance
R = résistance
R_F = résistance de réaction
δ = partie réelle de la fréquence complexe
U = variable
Z = impédance
Z_{in} = impédance d'entrée de l'amplificateur intégré
Z_k = impédance caractéristique
z_n = pulsation critique
K = facteur de conversion
Jw = partie imaginaire de la fréquence complexe
w_A = pulsation critique
w_k = pulsation critique
w_0 = pulsation critique
μ = gain de tension de l'amplificateur intégré
μ_0 = gain de tension en basse fréquence
x, y = variables

1. Introduction

Le rapide développement des circuits intégrés a considérablement stimulé le développement des réseaux actifs avec les éléments *RC*. Ils trouvent une application naturelle là où il est souhaitable d'éviter l'emploi d'éléments lourds et volumineux, de nature à limiter le projet, voire même à le rendre impossible.

L'introduction d'amplificateurs opérationnels intégrés au silicium a permis d'obtenir des éléments actifs très stables et précis qui, insérés dans les réseaux *RC*, permettent une solution valable aux filtres passifs *LC* pour fréquences jusqu'à 100 kHz.

Les procédés de synthèse sont divers et on peut les diviser en deux grands groupes :

1° Filtres actifs employant des amplificateurs réactionnés.

2° Filtres actifs employant des éléments à impédance négative tels que les convertisseurs d'impédance, les inverseurs et les résistances négatives.

La fonction de transfert entre les portes d'entrée et de sortie d'un filtre linéaire peut être exprimée convenablement comme le rapport de deux polynômes $N(p)/D(p)$ dont les racines sont respectivement les zéros z_i et les pôles p_i de la fonction :

$$F(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{(p-z_1)(p-z_2)\ldots(p-z_n)}{(p-p_1)(p-p_2)\ldots(p-p_n)} \qquad (1)$$

L'ordre n du filtre est défini comme le plus grand exposant de p avec coefficient non nul au dénominateur $D(p)$ de $F(p)$.

On peut démontrer [1] que tous les pôles et les zéros complexes doivent être à couples conjugués et que la condition de la réalisation physique est satisfaite si le nombre des pôles est plus grand ou égal au nombre des zéros, et si les pôles ont une partie réelle négative.

Donc au dénominateur de l'égalité (1), on trouve

un produit de facteurs du premier et du deuxième degré :

$$1^{er}\text{ degré} : \left(1-\frac{p}{\delta}\right)=1+\frac{p}{w_K} \tag{2}$$

$$2^{e}\text{ degré} : \left(1-\frac{p}{\delta+Jw}\right)\left(1-\frac{p}{\delta-Jw}\right)$$

$$=\left(1+\frac{2\varepsilon}{w_K}p+\frac{p^2}{w_K^2}\right) \tag{3}$$

où :

$$w_K=\sqrt{\delta^2+w^2} \qquad \text{(fréquence naturelle)} \tag{4}$$

$$\varepsilon=-\frac{\delta}{w_K} \qquad \text{(coefficient d'atténuation)} \tag{5}$$

$$\left(Q=\frac{1}{2\varepsilon}\right)$$

Les systèmes actuels de synthèse emploient un élément actif pour chaque couple de pôles, c'est-à-dire pour chaque facteur quadratique. Cette solution est généralement la plus rentable pour le nombre des éléments actifs et passifs employés. Les zéros de transmission sont tous placés à fréquence zéro ou infini lorsqu'on a des fonctions BUTTERWORTH, TCHEBYSHEW, THOMPSON, etc. ou bien on peut avoir des zéros à fréquences réelles positives (infinis d'atténuation) lorsqu'il s'agit de fonctions elliptiques.

La difficulté majeure dans le problème de réalisation est la sensibilité du réseau, c'est-à-dire la variation de la réponse avec la précision et la stabilité des éléments passifs et actifs. L'emploi d'un amplificateur pour chaque facteur quadratique permet de résoudre de la façon la plus rentable ce problème en séparant les pôles à haut « Q » de ceux à bas « Q » de manière à réaliser les premiers avec des éléments à tolérance étroite (en y incluant éventuellement des éléments de régulation) et obtenir les deuxièmes avec des composants moins précis et donc moins coûteux.

2. Fonctions quadratiques

Dans la fonction de transfert $F(p)$ exprimée convenablement en tant que produit de facteurs de premier et de second degrés, nous distinguons quatre types fondamentaux de facteurs quadratiques en fonction de l'emplacement des zéros :

$$F_1(p)=\frac{K_1}{1+\frac{2\varepsilon_K}{w_K}p+\frac{p^2}{w_K^2}}$$

facteur quadratique avec zéros à l'infini (passe-bas) (6)

$$F_2(p)=\frac{K_2\frac{p}{w_0}}{1+\frac{2\varepsilon_0}{w_0}p+\frac{p^2}{w_0^2}}$$

facteur quadratique avec 1 zéro à l'infini et 1 à l'origine (passe-bande) (7)

$$F_3(p)=\frac{K_3\frac{p^2}{w_A^2}}{1+\frac{2\varepsilon_A}{w_A}p+\frac{p^2}{w_A^2}}$$

facteur quadratique avec 2 zéros à l'origine (passe-haut) (8)

$$F_4(p)=\frac{K_4\ 1+\frac{p^2}{w^2}}{1+\frac{2\varepsilon}{w_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$$

facteur quadratique avec zéros à fréquences réelles (facteur bi-quadratique) (infini d'atténuation) (9)

Examinons seulement le facteur défini par la relation (6) (passe-bas) puisque les trois autres sont extraits de celui-ci avec la transformation conforme en fréquence. Par exemple, pour faire ressortir l'expression « passe-haut », il suffira de remplacer dans la relation (6) p par $1/p$; on obtient :

$$F_3(p)=\frac{K_1p^2}{p^2+\frac{2\varepsilon_K}{w_k}p+\frac{1}{w_k^2}}$$

et en identifiant :

$$w_k=\frac{1}{w_A} \qquad \varepsilon_k=\varepsilon_A \qquad K_1=K_3$$

Presque tous les filtres d'ordre pair ont leurs pôles de transmission complexe conjugués, tandis que ceux d'ordre impair ont un seul pôle réel.

Dans un projet de filtre, on a normalement recours à un modèle équivalent passe-bas, appelé « prototype », qui a la fonction de transfert demandée, et on passe, avec la transformation conforme, à la structure passe-haut, passe-bande, arrête-bande.

Dans la transformation d'un prototype passe-bas en filtre passe-bande, chaque facteur de premier degré de la fonction caractéristique, se transforme en un deuxième degré passe-bande, tandis qu'un élément de deuxième degré se transforme en deux facteurs de deuxième degré.

3. Réalisation de filtres actifs *RC* avec amplificateurs réactionnés

La fonction correctement exprimée, le problème de synthèse se ramène à la réalisation de chaque facteur du deuxième degré dans les formes désignées en (6) (7) (8) (9).

Les configurations à réaction positive sont possibles, comme celles à réaction négative.

Dans les réalisations à réaction positive [2, 3], l'amplificateur est utilisé en tant que « source contrôlée », c'est-à-dire à un niveau fini (avec contre-réaction à l'entrée de l'inverseur). La précision du gain est donc fondamentale dans ce cas.

Dans la réalisation avec des réseaux *RC*, le gain à spire ouverte μ doit être, au contraire, très élevé dans la boucle de réaction négative ; de ce dernier et de l'impédance d'entrée Z_{in} dépendent, en première approximation, l'erreur introduite.

3.1. Réalisation avec sources controlées

Une première méthode réalisable est représentée dans la figure 1. Les zéros de transmission sont, dans ce cas, donnés par le quadripôle passif N_A dont les éléments RC sont indépendants du niveau de gain G. Le dipôle N_B est, au contraire, fonction de G et comprend l'impédance finie d'entrée de l'amplificateur. Une telle configuration est avantageuse pour des fonctions ayant des infinis d'atténuation, vu le nombre limité des composants passifs demandés.

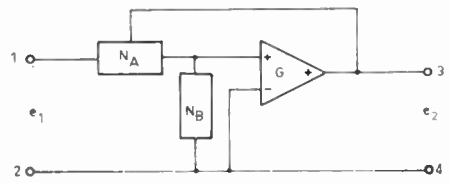


Fig. 1. — Réalisation avec source contrôlée et deux réseaux RC.

La sensibilité du réseau avec la précision des éléments et du gain est définie dans [2], tandis qu'au paragraphe 5.4 il y a un exemple pratique.

A la figure 2 se trouve un deuxième exemple de source contrôlée. (Amplificateur de tension ou amplificateur de courant).

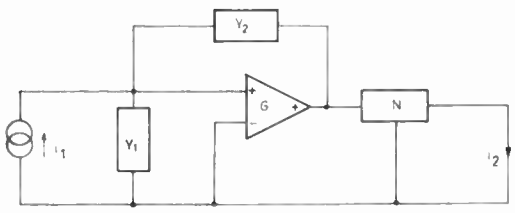


Fig. 2. — Réalisation avec source contrôlée et trois réseaux RC.

Le choix des dipôles Y_1 et Y_2 et du quadripôle N doit être tel qu'il minimise la sensibilité du réseau aux tolérances des composants. Horowitz a effectué un travail très important à ce propos en trouvant des conditions optimales de décomposition des polynômes [4]. Sa méthode permet de réaliser, avec un nombre limité de composants, des fonctions supérieures au deuxième degré, mais elle est moins avantageuse que le système de la figure 1 pour des fonctions quadratiques. Au paragraphe 5.2, on montre la réalisation d'un filtre passe-bas Tchebishev de 4e ordre.

3.2. Réalisation avec amplificateurs a réaction négative

Le modèle mathématique de départ pour la construction des fonctions de deuxième degré demandées, est représenté à la figure 3.

On les obtient facilement en employant le système :

$$\begin{cases} U = x - y - 2\varepsilon\lambda \\ \lambda = F(p)\cdot U, \end{cases} \qquad (10)$$

la fonction intégrale étant : $F(p) = \dfrac{w_K}{p}$. (11)

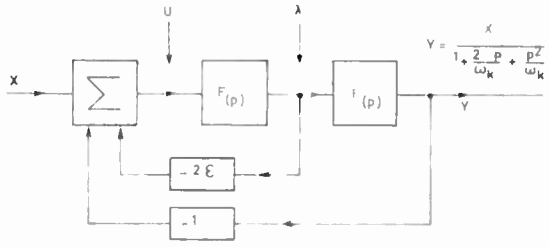


Fig. 3 — Modèle analogique d'une fonction quadratique

Les filtres construits selon ce principe trouvent leur application dans le domaine des mesures (mesures de bruit, contrôles biomédicaux, etc.) [5]. Mais ils ne sont pas d'un emploi pratique dans d'autres domaines, vu leur prix élevé.

La même fonction quadratique peut être réalisée en employant un seul élément actif selon le schéma général de la figure 4.

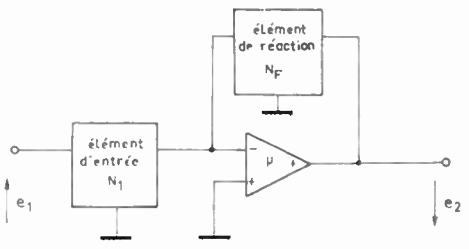


Fig. 4. — Réalisation avec un amplificateur à réaction négative.

Si le gain « μ » est suffisamment fort, la fonction de transfert est :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{e_2}{i_2}\cdot\frac{i_2}{e_1} = -\frac{y_{12}I}{y_{21}F} \; . \qquad (12)$$

A la figure 5 nous donnons quelques exemples significatifs de fonctions de deuxième degré obtenues avec amplificateurs opérationnels.

Le niveau d'impédance de dénormalisation est choisi en fonction de la valeur des éléments et de la fréquence de travail et, la marge d'erreur de l'amplificateur étant fixée, il est aussi lié au gain en circuit ouvert « μ » et à l'impédance d'entrée Z_{in}.

La connexion en série de ces amplificateurs, pour obtenir des fonctions très complexes, ne nécessite pas des précautions particulières. Il est, en outre, possible d'alterner ces formes de réalisation avec les autres systèmes décrits, en exploitant la basse impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Si, par exemple, on voulait calculer la sensibilité du circuit de la figure 5-*b*, nous inscririons à nouveau la fonction de transfert $F(p)$ en tenant compte de

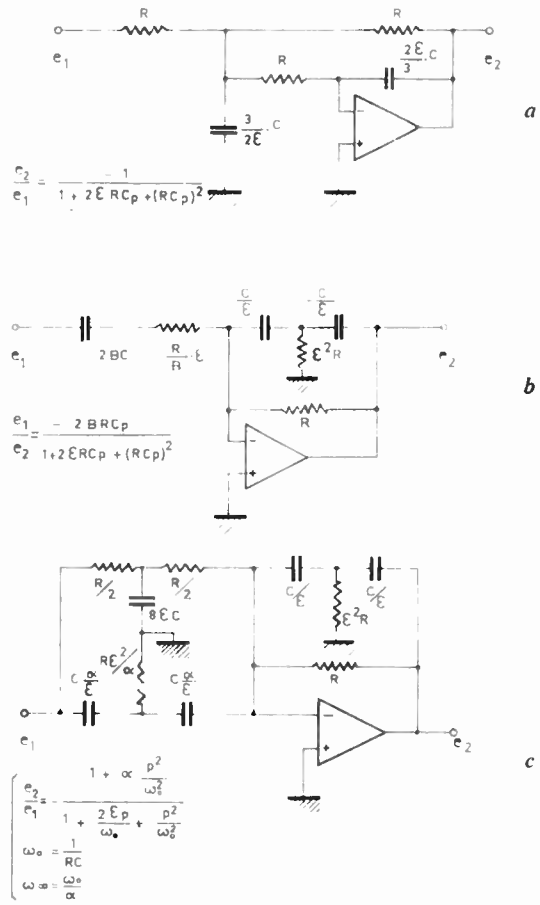


FIG. 5. — Réalisation de fonctions de 2e degré avec des amplificateurs opérationnels.

l'impédance d'entrée Z_{in} de l'amplificateur de gain à circuit ouvert μ, c'est-à-dire :

$$F(p) = \frac{2BRCp}{\left(1+\frac{R}{Z_{in}\mu}\right)+2RC\left(\varepsilon+\frac{R}{Z_{in}\mu}+\frac{B}{\mu}\right)p+R^2C^2p^2} = \frac{N(p)}{D(p)} . \qquad (13)$$

Négligeant le terme B/μ (puisque le rapport $|R/Z_{in}| > B$), $D(p)$ est une fonction de $Z_{in}\cdot\mu$ et de p et ses variations finies sont :

$$\Delta D = \left[-\frac{R(1+2RCp)}{(Z_{in}\cdot\mu)^2}\right]\Delta Z_{in}\cdot\mu , \qquad (14)$$

en considérant seulement les termes de premier degré.

La sensibilité $S^D Z_{in}\cdot\mu$ sera donc définie comme suit :

$$S^D Z_{in}\cdot\mu = \frac{\Delta D/D}{\frac{\Delta Z_{in}\cdot\mu}{Z_{in}\cdot\mu}} = -\frac{R(1+2RCp)}{D(Z_{in}\cdot\mu)} . \qquad (15)$$

La variation de la réponse sollicitée par l'amplificateur opérationnel sera donc calculée en dB comme suit :

$$|\Delta F| = 20 \lg \left|1+\frac{\Delta D}{D}\right| = 20 \lg \left|1+\frac{\Delta Z_{in}\mu}{Z_{in}\mu}\cdot S^D Z_{in}\mu\right| . \qquad (16)$$

Nous rappelons qu'aussi bien Z_{in} que μ sont fonctions de la fréquence, c'est pourquoi, dans l'évaluation de la sensibilité, on doit considérer leur valeur à la fréquence de réalisation.

Au paragraphe 5.1, on montre un exemple de filtre passe-bande constitué par une série de deux modèles du type indiqué à la figure 5-*b*.

4. Convertisseur à impédance négative avec amplificateur opérationnel

Le convertisseur à impédance négative (CIN) est un quadripôle qui convertit une impédance Z en $-K.Z$. Il est caractérisé, par exemple, par la matrice :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [F] = \begin{vmatrix} \pm\sqrt{K} & 0 \\ 0 & \mp\frac{1}{\sqrt{K}} \end{vmatrix} \begin{bmatrix} e_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \qquad (17)$$

où K est une constante, appelée facteur de conversion. Suivant le signe positif ou négatif de la matrice (17), on peut avoir deux genres de convertisseurs, dits convertisseurs de « courant » et convertisseurs de « tension ».

Ces derniers peuvent être réalisés en différentes formes en employant des amplificateurs opérationnels. Par exemple à la figure 6, on a représenté un C.I.N.

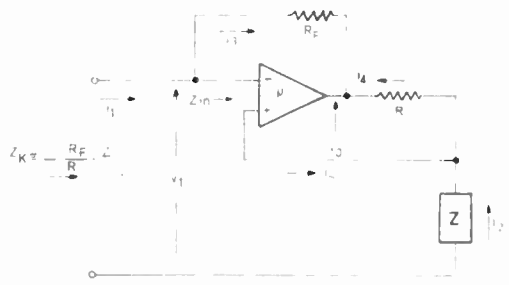


FIG. 6*a* — CIN - Schéma de principe.

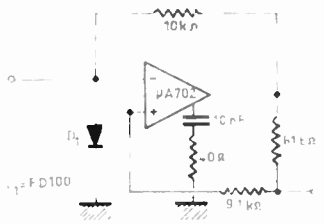


FIG. 6*b* — Schéma électrique d'un CIN réalisé avec l'amplificateur μ A 702 (K = 16.24).

de courant avec entrées reliées à la masse. Pour le circuit de la figure 6-*a*, en écrivant le système :

$$\begin{aligned} i_1 &= i_3 + i_5 & V_0 &= -i_2 Z - i_4 R \\ i_4 &= i_2 + i_5 & V_0 &= -\mu (V_1 + i_2 Z) \\ V_1 &= V_0 + i_3 R_F & V_1 &= Z_{in} i_5 - i_2 Z \end{aligned} \quad (18)$$

et en résolvant par rapport à l'impédance d'entrée :

$$Z_K = \frac{V_1}{i_1}, \quad (19)$$

nous avons :

$$Z_K = -\frac{R_F}{R} Z(1-\Delta) \quad (20)$$

où R_F/R représente le facteur de conversion K et Δ l'erreur introduite par l'amplificateur.

Faute de termes de degré supérieur, l'erreur de conversion est :

$$\Delta = \frac{1}{\mu} \frac{\left(1+\frac{Z}{R}\right)^2}{\frac{Z}{R}} + \frac{1}{Z_{in}\mu} [R(K+1)+Z(K+1)] \quad (21)$$

où μ est le gain de tension à circuit ouvert et Z_{in} l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

L'erreur est fonction de la fréquence en tant que μ, Z_{in} et Z dépendent de celle-ci.

L'erreur est constituée par la somme de deux termes : le premier est inversement proportionnel au produit du gain μ, le deuxième est inversement proportionnel au produit du gain μ par l'impédance d'entrée Z_{in}. Le second terme de (21) est minimal pour $Z = R$. Dans ce cas, avec un facteur de conversion unitaire ($K = 1$), l'erreur prend la forme :

$$\Delta \Big|_{\substack{R=Z \\ K=1}} = \frac{4}{\mu} + \frac{4R_F}{\mu Z_{in}}$$

A la figure 6-*b*, on a représenté un convertisseur construit avec l'amplificateur intégré μA 702.

4.1. Réalisation avec convertisseurs a impédance négative

Une méthode de réalisation très connue est le procédé Linvill [6]. Le circuit à blocs du système, représenté à la figure 7, se compose de deux quadripôles à RC (N_A et N_B) et d'un C.I.N.

La fonction de transfert total est :

$$Z_{21T} = \frac{Z_{21A} \cdot Z_{21B}}{Z_{22A} - Z_{11B}} = \frac{N(p)}{D(p)} . \quad (23)$$

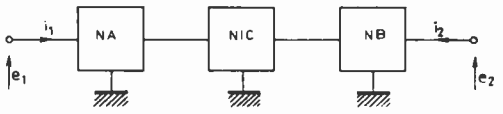


Fig. 7. — Schéma-blocs du système « Linvill ».

Les zéros de (Np) sont associés avec la structure des réseaux et non avec les fréquences naturelles. Par exemple, les réseaux à échelle ont les zéros de la transimpédance pour les fréquences où les éléments en parallèle sont court-circuités ou bien où les éléments en série sont à circuit ouvert. Une structure à échelle, avec deux capacités dérivées et résistances dans les branches en série, a donc trois zéros à l'infini, indépendamment de la valeur des éléments ou des fréquences naturelles. Les structures à treillis ou à double T ont les zéros situés là où une répartition des branches est nécessaire, indépendamment des fréquences naturelles de tout le réseau.

En employant comme réseau des structures à échelle, la réponse reste donc uniquement liée aux zéros de $D(p)$ qui sont les pôles de Z_{21T}. En développant la relation (22) avec les procédés de synthèse, nous obtenons les deux quadripôles N_A et N_B.

Un exemple de filtre passe-bas de 3e degré, avec réponse Butterworth, est donné au paragraphe 5-3. A la méthode Linvill, brièvement rappelée, se sont ajoutés d'autres systèmes de synthèse, avec l'emploi de convertisseurs ; parmi ces derniers, le travail fait par Yanigisawa [7] est remarquable.

5. Critères de projet et exemples pratiques

Dans ce chapitre nous décrirons certains filtres étudiés selon les méthodes précédemment décrites. Chaque filtre comporte un problème qui lui est propre, c'est pourquoi le choix de la configuration dépend de nombreux facteurs, tels que la bande, la fréquence de réalisation, la sensibilité, le prix de revient. Comme éléments actifs, nous avons employé des amplificateurs intégrés : ceci permet de réduire considérablement les dimensions globales des filtres et représente un premier pas vers des réalisations compatibles avec la microminiaturisation.

Parmi les amplificateurs intégrés récemment introduits par la SGS-Fairchild, nous avons choisi le type μA 702. Il s'agit d'un amplificateur avec entrée différentielle et une seule sortie, avec gain en basse fréquence assez grand ($\mu_0 = 2\,600$) et un produit bande gain élevé. A l'amplificateur, on a ajouté des groupes externes de compensation, de façon à obtenir une réponse à boucle ouverte avec une seule inclinaison (20 dB/dec) jusqu'à dépasser le gain unitaire. Pour la dimension des groupes de compensation et pour les autres caractéristiques, on se reportera à la référence [8].

5.1. Filtre passe-bande butterworth du 4e degré

A la figure 8 est représenté un filtre Butterworth

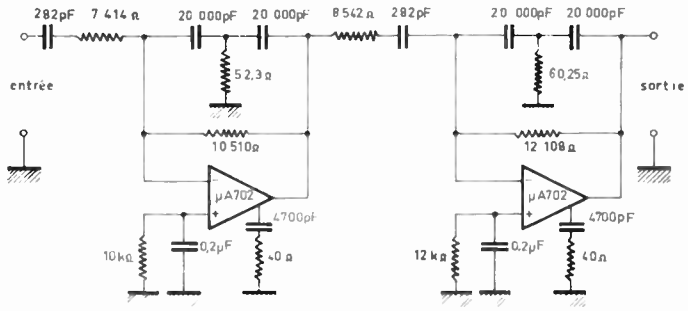


FIG. 8. — Filtre passe-bande BUTTERWORTH de 4e ordre.

passe-bande du 4e degré avec une bande passante relative :

$$B = \frac{w_1 - w_2}{2w_0} = 0{,}1 \ .$$

On l'obient, en connectant en série deux circuits du type de celui de la figure 5-*b*.

La fonction de transfert total est :

$$F(p) = \frac{e_2}{e_1} = \frac{2B\alpha RCp}{1+0{,}142\alpha RCp+\alpha^2R^2C^2p^2} \times \frac{\dfrac{2BRCp}{\alpha}}{1+\dfrac{0{,}142RCp}{\alpha}+\dfrac{R^2C^2p^2}{\alpha^2}} \qquad (24)$$

où :

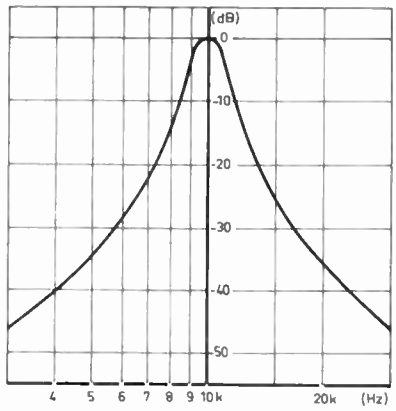
$$\alpha RC = 1{,}073 \quad \text{et} \quad \frac{RC}{\alpha} = 0{,}932 \ .$$

On obtient l'équation (24) avec la transformation conforme en fréquence à la fonction de transfert du prototype passe-bas.

Le filtre a été dénormalisé pour la fréquence centrale $f_0 = 10$ kHz et en plaçant $C/\varepsilon = 20\,000$ pF. Les prestations du filtre, réalisé en employant des éléments au 0,5 %, sont énumérées au Tableau 1, alors que la figure 8 donne la réponse en fréquence.

TABLEAU 1

Filtre passe-bande Butterworth du 4e degré	
Fréquence centrale	= 10 kHz
Bande passante (−3 dB)	= 2 kHz
Atténuation au centre de la bande	= 0,3 dB
Impédance de sortie au centre de la bande	= 3 Ω
Tension maximale de sortie au centre de la bande	= 2 V
Alimentation	= ± 12 V et − 6 V



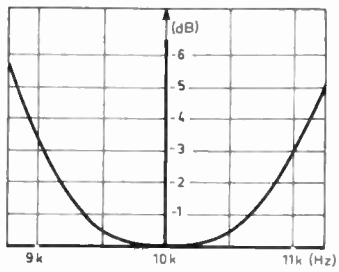


FIG. 9. — Réponse en fréquence du filtre passe-bande à 10 kHz.

5.2. FILTRE PASSE-BAS TCHEBYSHEV DU 4e DEGRÉ (ONDULATION 0,5 dB)

Le schéma est représenté figure 10 et il a été dénormalisé pour une fréquence de 10 kHz. Deux niveaux d'impédance ont été choisis ; le premier pour le réseau d'entrée et de réaction, le deuxième

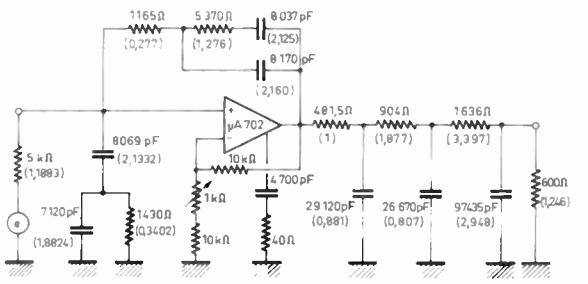


FIG. 10. — Filtre passe-bas TCHEBYSHEV de 4e ordre. Les valeurs des composants placées entre parenthèses sont normalisées pour $\omega_K = 1$.

pour le réseau de sortie. En plaçant la résistance de source égale à 5 kΩ, le premier niveau de dénormalisation est donc (fig. 10) :

$$R' = \frac{5k\Omega}{1{,}1883} \ .$$

Souhaitant enfin fermer le filtre sur une charge de 600 Ω, nous obtenons pour la sortie :

$$R'' = \frac{600\Omega}{1{,}246} \ .$$

Le filtre a une atténuation de tension de −9,5 dB ; de toute manière la possibilité de dénormaliser sur des niveaux d'impédance différents l'entrée et la sortie permettent d'obtenir un gain de puissance. Le gain a été réglé d'une façon expérimentale pour compenser partiellement les erreurs introduites par l'imprécision des éléments et de l'amplificateur.

Dans le tableau 2 sont énumérées les caractéristiques, tandis que la figure 11 donne la réponse en fréquence.

TABLEAU 2

Filtre passe-bas Tchebishev du 4e degré	
Fréquence de coupure (mesurée à −0,5 dB)	= 9 530 Hz
Atténuation à 10 kHz	= 1,4 dB
Ondulation	= 0,6 dB
Résistance de source	= 5 kΩ
Résistance de charge	= 600 Ω
Maximum de la tension de sortie, de pic à pic	= 0,1 V
Alimentation	= + 12 V et − 6 V

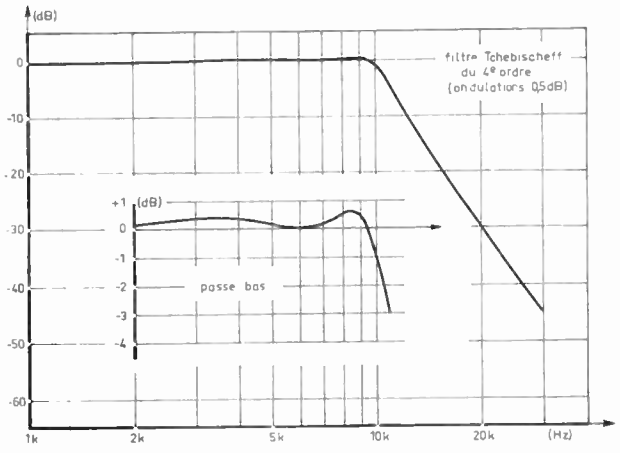


FIG. 11. — Réponse du filtre passe-bas réalisé avec source contrôlée. Filtre TCHEBYSHEV du 4e ordre (ondulations 0,5 dB).

5.3. FILTRE PASSE-BAS BUTTERWORTH DU 3e DEGRÉ

La fonction de transfert, réalisée avec le procédé de synthèse Linvill, est du type Butterworth passe-bas du 3e degré (fig. 12). Le réseau a été dénormalisé pour une fréquence de coupure de 10 kHz à −3 dB. Le facteur de conversion K a été fixé égal à 16,24 afin d'avoir la même résistance de charge et de source.

Le gain théorique du filtre aux basses fréquences est :

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{KR_5}{R_1+R_2+R_3-KR_5} = 8{,}94 \text{ dB} .$$

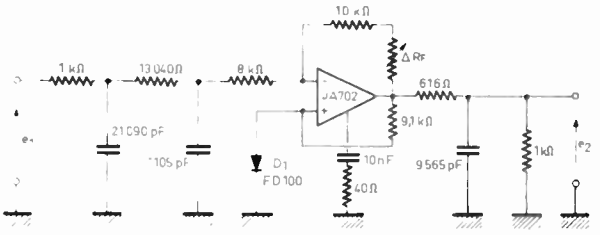


FIG. 12. — Filtre passe-bas BUTTERWORTH de 3e degré, réalisé avec CIN. Δ RF = Résistance de correction (≤200 Ω).

Le gain mesuré ressort à 8,5 dB, c'est pourquoi on a ajouté une résistance de compensation pour augmenter le K du convertisseur. La résistance de correction nécessaire pour rattraper le gain théorique (éléments avec précision de 0,5 %) a été $\Delta R_F = +135\ \Omega$. Les caractéristiques sont reportées dans le tableau 3 et la réponse en fréquence est donnée dans la figure 13.

TABLEAU 3

Filtre passe-bas Butterworth du 3e degré	
Atténuation mesurée à 10 kHz	= 3,3 dB
Tension de sortie en bande, de pic à pic	= 0,4 V
Résistance de source	= 1 kΩ
Résistance de charge	= 1 kΩ
Alimentation	= + 12 V et −6 V

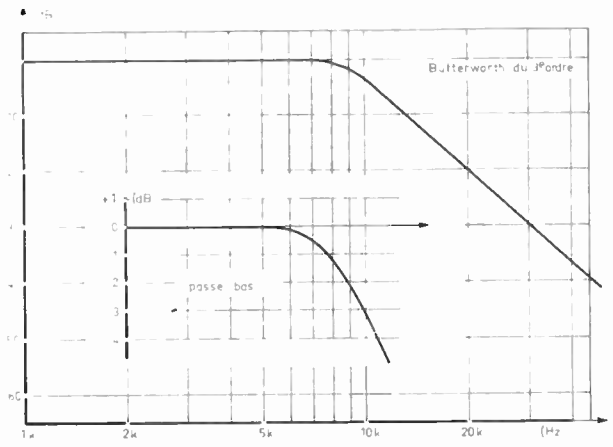


FIG. 13. — Réponse du filtre passe-bas réalisé avec CIN.

5.4. FILTRE PASSE-BANDE TÉLÉGRAPHIQUE

Le dernier exemple se rapporte à la réalisation d'un filtre télégraphique passe-bande à 1 000 Hz (fig. 15). Le gabarit du projet (fig. 14) prévoit que la courbe de réponse en bande passante (140 Hz) doit être

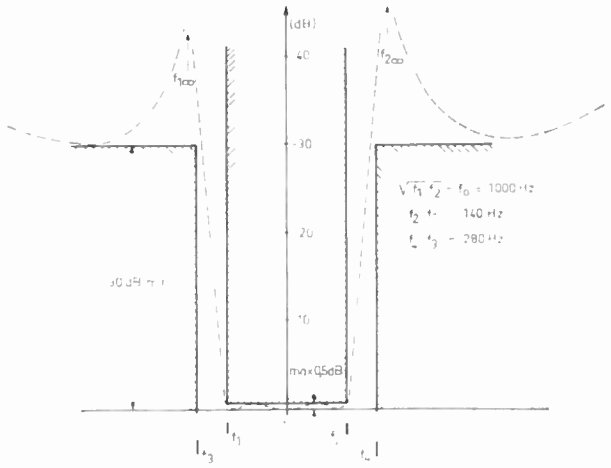


FIG. 14. — Gabarit du projet de filtre télégraphique à 1 000 Hz.

$$F_2(p) = K_2 \frac{p^2+0{,}741}{p^2+0{,}03525p+0{,}8635} \qquad (28)$$

$$F_3(p) = K_3 \frac{0{,}09789p}{p^2+0{,}09789p+1} \qquad (29)$$

Les sommets d'atténuation infinie sont donc situés aux fréquences normalisées :

$$w_{1\infty}^2 = 1{,}35 \quad \text{et} \quad w_{2\infty}^2 = 0{,}741$$

Le couples des « infinis » ($F_1(p)$, $F_2(p)$), est obtenu avec deux amplificateurs employés comme « sources contrôlées » (voir § 3.1), tandis que le facteur quadratique $F_3(p)$ sera réalisé avec un circuit du type de celui de la figure 5-*b*.

Les deux fonctions $F_1(p)$ et $F_2(p)$ ayant un coefficient de résonance $Q = 1/2\varepsilon$ suffisamment élevé,

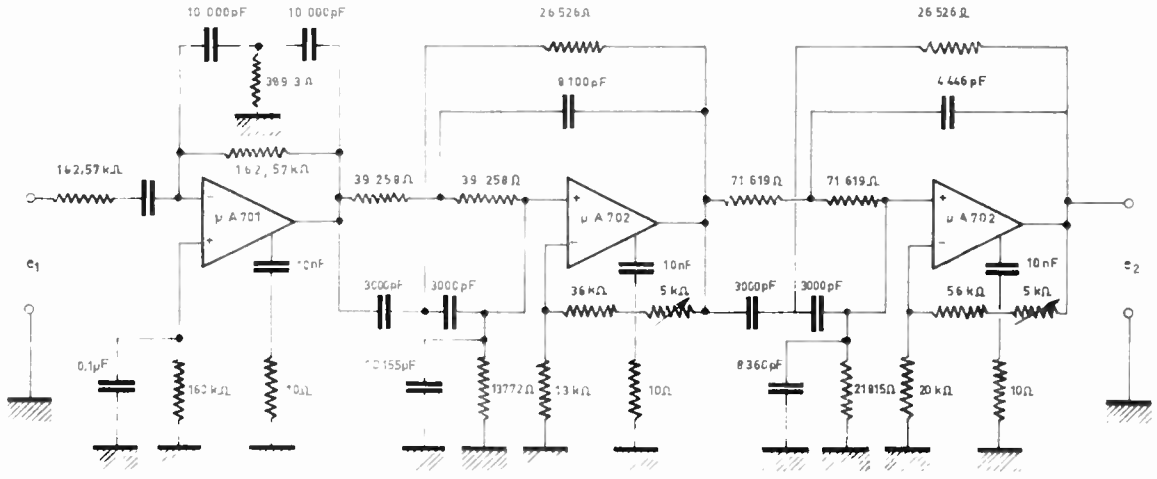


FIG. 15. — Filtre passe-bande télégraphique à 1 000 Hz.

contenue entre 0,5 dB et que l'atténuation minimale pour tous les points supérieurs ou inférieurs à une bande de 280 Hz centrée à 1 000 Hz doit être supérieure à 30 dB.

Ces conditions sont satisfaites par une fonction de transfert elliptique de 6e degré avec deux infinis d'atténuation (fig. 14).

La fonction du prototype passe-bas, sera :

$$F_{K(p)} = \frac{(0{,}3881p^2+1)}{(p+0{,}49847)(p^2+0{,}38037p+0{,}57429)} \qquad (25)$$

qui, par la transformation conforme en passe-bande, devient un produit de deux facteurs biquadratiques et un facteur quadratique :

$$F(p) = F_1(p)\cdot F_2(p)\cdot F_3(p) \qquad (26)$$

où :

$$F_1(p) = K_1 \frac{p^2+1{,}35}{p^2+0{,}04082p+1{,}158} \qquad (27)$$

deux résistances de régulation ont été rajoutées pour compenser les erreurs des composants passifs et de l'amplificateur. Les données mesurées sont recueillies dans le Tableau 4 ; la réponse en fréquence est donnée par à la figure 16.

TABLEAU 4

Filtre passe-bande télégraphique	
Fréquence centrale	= 1 000 Hz
Bande passante (−0,5 dB)	= 147 Hz
Bande passante (− 30 dB)	= 276 Hz
Ondulation maximale dans la bande	= 0,75 dB
Atténuation minimale hors bande	= 28,5 dB
Atténuation à w_1 et w_2	⩾ −50 dB
Résistance de charge	⩾ 600 Ω
Tension maximale de sortie, pic à pic	= 3 V
Alimentation	= + 12 V, et − 6 V

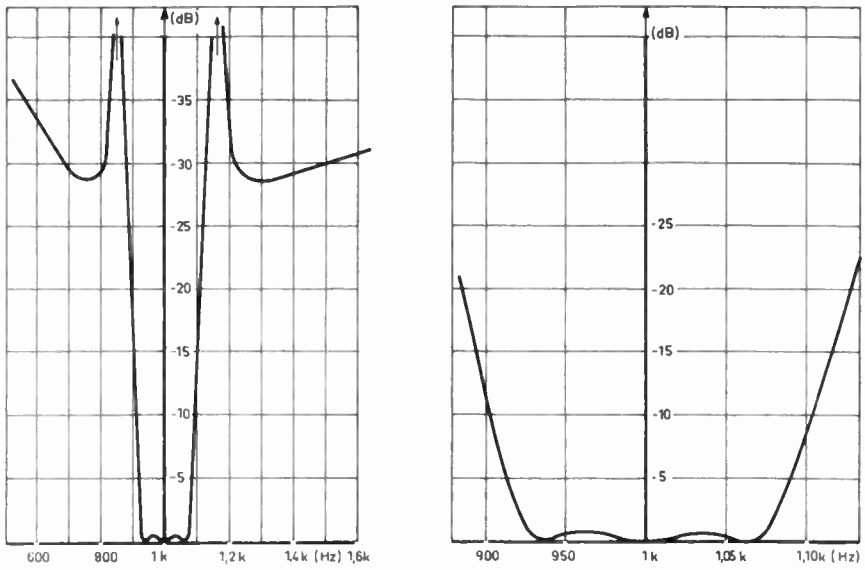


FIG. 16. — Réponse en fréquence du filtre passe-bande télégraphique

6. Conclusion

Nous avons examiné les principales méthodes de synthèse des filtres actifs *RC* avec l'emploi de sources contrôlées, convertisseurs à impédance négative et amplificateurs à réaction négative.

Comme éléments actifs, nous avons employé les amplificateurs intégrés type μA 702 avec des avantages évidents de dimensions, et une précision la meilleure possible.

Enfin les filtres expérimentaux construits ont donné des résultats voisins de la théorie et mettent en évidence les possibilités d'avoir, avec des circuits intégrés et des éléments discrets, des filtres actifs de n'importe quel type.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Mc GRAW HILL Co. — « Linear Network Design and Synthesis » CHEN.

[2] PIERCEY A.T.E. — « Synthesis of Active RC Networks » R.N.C., Journal Aprile 1965.

[3] HAKIM S. — « RC Active Filters Using and Amplifier as Active Element ». Prox. IEE, May 1965.

[4] HOROWITZ I.M. — « Optimization of Negative Impedance Conversion Methods of Active RC Synthesis ». IRE Trans. 1959 CT. 6.

[5] SUTCLIFFE H. — « Tunable Filter for low Frequencies Using Operational Amplifiers ». Electronic Engineering, June 1964.

[6] LINVILL. — « RC Active Filters ». Proc. IRE, 1954, p. 555.

[7] « RC Active Nerworks Using Current Inversion Type Negative Impedance Converter » IRE Trans. 1957 C.T.

[8] FAIRCHILD. — « The Application of Linear Microcircuits »

MÉMOIRE MAGNÉTIQUE A GAUFRE

PAR

TRAN VAN KHAI et P. MEUNIER

Centre de Recherches Physico-Chimiques
CSF - Puteaux

1. Introduction

Parmi les nombreux systèmes de mémoires en exploitation ou en cours d'étude, la mémoire dite « à gaufre » [1] est intéressante à plus d'un point de vue, aussi bien dans son principe de base qu'en ce qui concerne les perspectives de production industrielle.

Dans ce qui suit, nous rappellerons en principe et présenterons les résultats acquis en laboratoire avec les prolongements possibles.

Précisons tout d'abord que l'originalité de ce système consiste à concilier la rapidité et la capacité des mémoires en couches minces métalliques avec la structure fermée des tores de ferrite traditionnels.

Imaginons un tore dont une petite portion est faite d'un matériau à cycle rectangulaire et le reste un court-circuit magnétique.

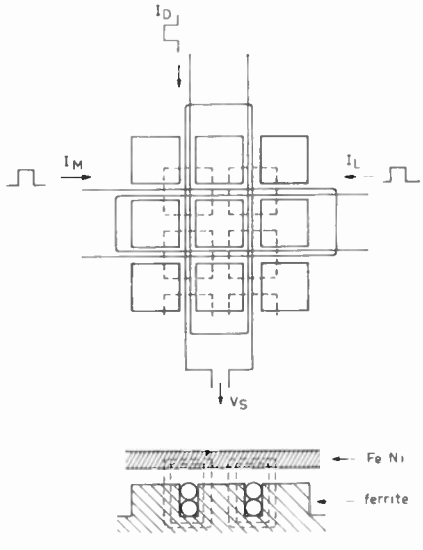
Si l'on fait fonctionner un tel tore en mémoire on a les avantages suivants :

— Par rapport à un tore classique de mêmes dimensions, la masse de matière active mise en jeu (matériau de cycle rectangulaire) est beaucoup plus faible, par conséquent on gagne en rapidité et en consommation d'énergie ;

— On conserve néanmoins tous les avantages d'un circuit magnétique fermé.

La mémoire gaufre exploite cette idée et en est une réalisation pratique. La figure 1 représente les vues schématiques en coupe et en plan du système. Le matériau mémoire est constitué par une couche de Fe-Ni. Le bloc de ferrite linéaire à haute perméabilité sert de support aux différents fils de commande et constitue le circuit de fermeture du flux magnétique.

FIG. 1.



Le tore équivalent est représenté sur cette même figure.

Le ferrite porte sur sa face utile deux familles de stries orthogonales dans lesquelles viennent prendre place les conducteurs de lecture et d'inscription. dans un sens, et les conducteurs d'information (digit) et de signal, dans l'autre.

Le ferrite ainsi strié présente l'aspect d'un moule à gaufre qui a donné son nom à ce type de mémoire. Le film ferromagnétique déposé en couche plane sur un support indépendant en verre ou en métal est pressé intimement sur la gaufre de ferrite.

Deux types de mémoire ont dérivé de ce modèle, une mémoire vive, une mémoire permanente.

WRH

2. Mode de fonctionnement

2.1. Mémoire vive

A l'inscription, on fait passer les courants I_M et $\pm I_D$ en coïncidence. La répartition des lignes d'induction est représentée schématiquement sur la figure 2.

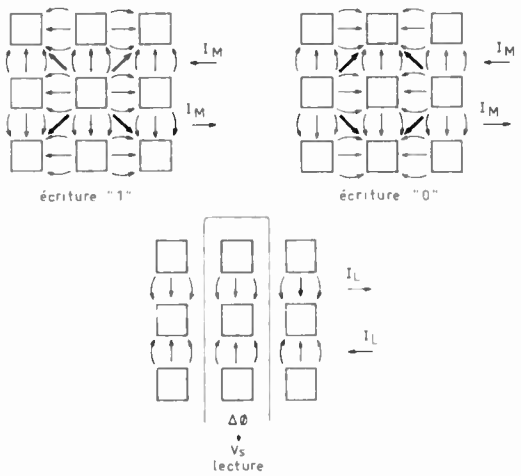


Fig. 2. — Mémoire vive. Répartition des lignes d'induction

La lecture se fait par un courant unique I_L de signe opposé à I_M. Le flux utile est recueilli sur le même fil que I_D ou sur un fil indépendant. Sa quantité dépend du rapport I_D/I_M. Sur la même figure 2, on a représenté l'état magnétique du digit après lecture.

Dans ce mode de fonctionnement, les quatre coins d'un plot constituent un digit. Ce schéma permet de compenser les divers parasites au moment de la lecture.

2.2. Mémoire permanente (voir fig. 3) [2]

La structure générale est identique à la précédente. Le film, par contre, est découpé par gravure pour ne laisser le matériau magnétique qu'en regard des bits où l'on veut inscrire un « 1 ». Un fil de mot et un fil de sortie ne sont couplés que si la plaque support porte du métal magnétique en regard de leur intersection. Les « 1 » et les « 0 » du programme sont aussi matérialisés par la présence ou l'absence locale du dépôt magnétique.

La lecture s'effectue en envoyant une impulsion dans un fil de mot, les signaux en mémoire apparaissent alors sur les fils de sortie (sense). Un fil supplémentaire traverse tout le plan mémoire parallèlement au fil de sortie, ce fil est parcouru par un courant continu ramenant l'aimentation du dépôt dans la position d'attente, après la lecture.

Le schéma utilisé n'emploie que deux intersections par bit.

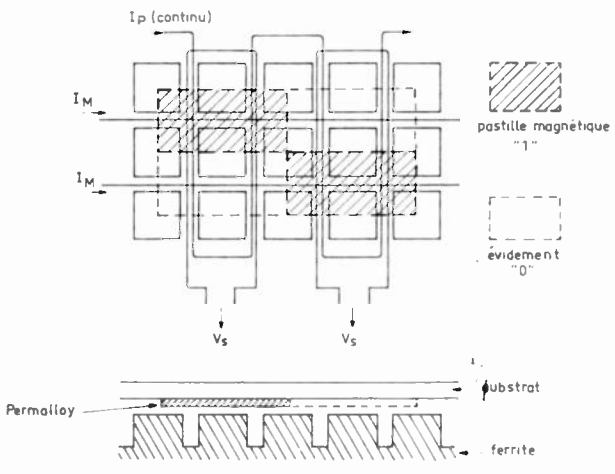


Fig. 3. — Mémoire permanente photogravée (principe).

3. Films magnétiques

3.1. Fe-Ni - 97/3 isotrope [3]

Dans le cas de la mémoire vive, nous utilisons un film magnétique épais à très fort pourcentage de fer. Il est connu que la composition 97 % de fer et 3 % de nickel est isotrope du point de vue magnétique et que son cycle est rectangulaire.

Le dépôt est fait par électrolyse sur un substrat soit en verre, soit en cuivre poli.

Dans le cas du substrat en verre, on dépose au préalable une couche d'or pour permettre l'électrolyse ultérieure. Les substrats subissent les préparations suivantes :

— Nettoyage aux ultra-sons dans un solvant organique.
— Dégraissage électrolytique
— Précuivrage électrolytique
— Cuivrage électrolytique
— Dépôt Fe-Ni.

Le type de bain que nous utilisons est celui mis au point par White et Kolk. Il est ainsi composé :

$NiCl_2$, 6 H_2O	10 g/l
$CuCl_2$, 2 H_2O	238 g/l
$FeCl_2$, 4 H_2O	285 g/l
Anode	Nickel
Densité de courant	60 mA/cm²
Température	86 °C ± 1 °C
pH (réglage précis)	1 ± 0,1

Découpage du courant $T_1 = T_2 = 10$ s (sans agitation)
Epaisseur du dépôt ..... 7 000 Å

Le rapport Fe/Ni doit être maintenu constant dans le bain. La dissolution du nickel de l'anode dans le bain doit être compensée régulièrement par l'addition de fer sous forme de chlorure de fer.

3.2. Fe 84 - Ni 5 - Cu 11 - isotrope :

L'addition de cuivre a été faite pour faciliter la protection contre la corrosion.

La composition du bain est alors la suivante :

$FeCl_2$, 4 H_2O	285	g/l
$CaCl_2$, 2 H_2O	238	g/l

$NiCl_2$, 6 H_2O	10 g/l
$CuCl_2$, 7 H_2O	1,5 g/l
pH.....	1 ± 0,1
Température	86 °C ± 1 °C.

3.3. Fe 20 - Ni 80 - Permalloy orienté

Ce matériau a été utilisé pour les mémoires permanentes. Ce type de mémoire n'est en effet pas affecté par les phénomènes de reptation à l'inscription. Compte tenu que les champs coercitifs et d'anisotropie sont plus faibles que dans le cas des alliages type 97-3, il est apparu intéressant d'employer du permalloy dans les mémoires gaufre permanentes.

La préparation des substrats est identique à la précédente, toutefois, après cuivrage, on ajoute une couche d'or de un micron destiné à arrêter la gravure chimique lors de l'établissement du contenu de la mémoire.

Le bain de sulfate est classique :

$NiSO_4$, 7 H_2O	320 g/l
$FeSO_4$, 7 H_2O	8 g/l
$NiCl_2$, 6 H_2O	5 g/l
H_2BO_3	25 g/l
Laurylsulfate de sodium....	0,4 g/l
Saccharine	1,4 g/l
pH.....	2,3 ±0,1
Température	28 °C ± 0,2 °C
Champ orienteur	100 Oe
Anode.....	nickel
Densité de courant cathodique ...	6 mA/cm²
Potentiel de cathode par rapport à une électrode au calomel	930 mV
Dépôt	10 s passage du courant 10 s d'arrêt
Epaisseur du dépôt	10 000 Å

4. Caractéristiques magnétiques des dépôts

4.1. Fe 97 - Ni 3 - pour épaisseur = 8 000 Å

— Champ coercitif : mesuré à 50 Hz à l'effet Kerr magnéto-optique : H_C = 10 Oe

— Coefficient de commutation mesuré : 0,8 μOe/s.

Rappelons que le temps de basculement est relié au champ magnétique par l'expression :

$$S_W = (H - H_C)\ \tau$$

S_W : coefficient de basculement
H : champ magnétique appliqué
H_C : champ coercitif
τ : temps de basculement

— Coefficient de rectangularité : B_R/B_s = 0,95

— Induction rémanente : 1,27 Wb/m².

4.2. Fe 20 - Ni 80 : pour une épaisseur de 10 000 Å

— Champ coercitif (sens facile)	1,5 Oe
— Champ d'anisotropie (sens difficile)	3,5 Oe
— Coefficient de commutation ..	0,37 · 10⁻⁶ Oe
— Induction rémanente	0,65 Wb/m².

. Gaufre de ferrite

5.1. Matériau

Le matériau que nous avons défini est un ferrite de nickel et de zinc. Son choix résulte d'un compromis entre une perméabilité non négligeable et des caractéristiques de faibles pertes magnétiques et diélectriques, aux fréquences de travail.

5.2. Usinage

La face qui vient au contact avec le film magnétique doit être plane et polie pour limiter au mieux l'entrefer.

Par rapport à un plan étalon, l'écart de parallélisme est de 0,2 μ pour des plans de 40 × 25 mm environ.

Les fentes sont réalisées à partir d'une machine à scier à fil de tungstène :

Pas	0,415 mm
Largeur des fentes	0,12 ± 0,01 mm
Profondeur sens « mot »	0,35 mm
Profondeur sens « digit »	0,15 mm

Le pas d'un bit pour la mémoire vive est donc de 2 × 0,415 = 0,830 mm. Soit une densité de 140 bits/cm²

6. Caractéristiques magnétiques et électriques des points mémoires (cas de la mémoire vive)

6.1. Flux magnétique

Le flux magnétique est mesuré en fonction du courant « digit » pour un courant de lecture suffisant pour travailler à la saturation. On trouvera sur la figure 4 l'allure de cette variation. On notera l'apparition de seuil I_S et d'un coude I_c à la saturation.

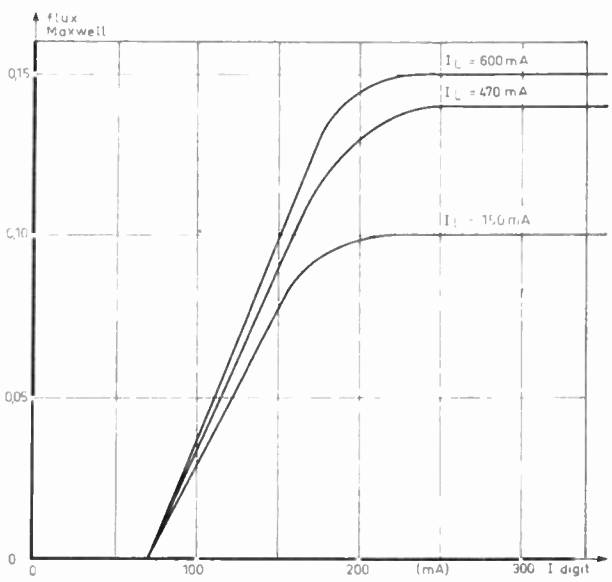


Fig. 4. — Film 97 Fe - 3 Ni : épaisseur : 1 µ.

Pour le film 97-3 de 8 000 Å d'épaisseur, ce seuil apparaît pour $I_D = 60$ mA environ et le coude pour $I_c = 200$ mA. Le flux est de l'ordre de 0,15 Mx.

Les deux valeurs correspondent à des champs de l'ordre de $H_S = 2{,}9$ Oe et $H_c = 10{,}6$ Oe.

6.2. Point de fonctionnement (fig. 5)

Pour sélectionner un digit on applique simultanément un courant de mot I_M et un courant de digit $\pm I_D$.

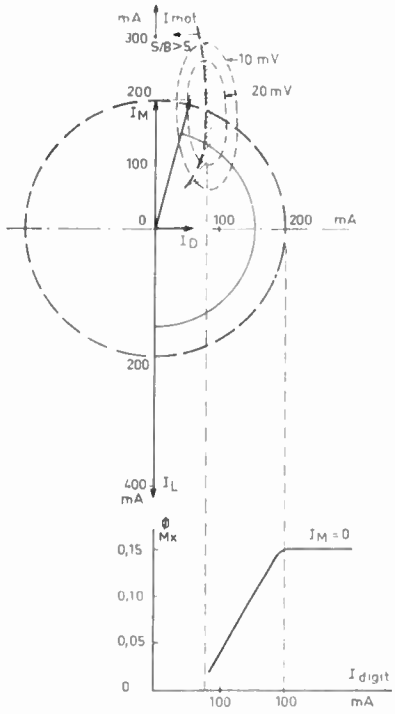


Fig. 5. — Mémoire vive. Point de fonctionnement.

Ce courant I_D doit être inférieur ou égal au courant de seuil $I_S = 60$ mA. La composante de I_D et de I_M doit être, par contre, de l'ordre de $I_c = 200$ mA.

En l'absence d'information à stocker sur une ligne de mot, le courant digit doit être inférieur à ce courant de seuil pour éviter l'inscription d'un signal parasite.

6.3. Signaux de sortie

Sur la figure 6 est donné un exemple de courbe équiniveau de sortie (sur un bit) en fonction de I_M et de I_D pour I_L = constante.

Compte tenu des dispersions sur une même plaque et sur diverses plaques, on se règle vers 50 mA pour I_D de façon à avoir un bon rapport signal/bruit.

La dispersion des signaux sur trois plaques est montrée à titre d'exemple sur la figure 7.

En résumé pour :

$I_L = 400$ mA ($T_r = 20$ ns)
$I_M = 200$ mA $I_D = 50$ mA,

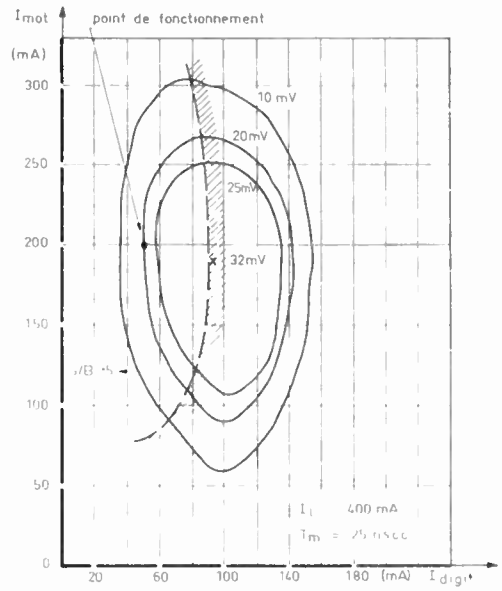


Fig. 6. — Signal de sortie. Courbe de niveau en fonction de I_M et I_D (exemple).

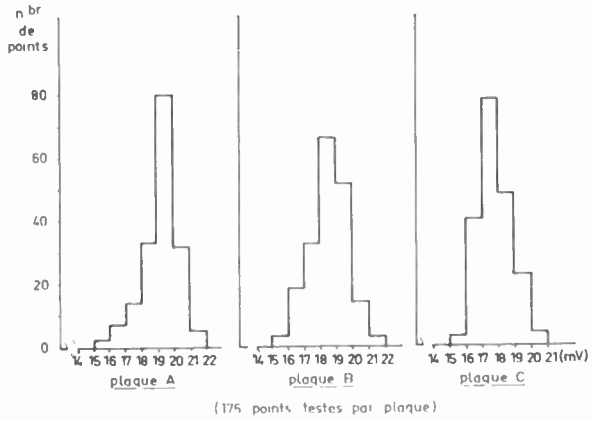


Fig. 7. — Dispersion des signaux de sortie sur différentes plaques.

on obtient :

$V_s = 18 \text{ mV} \pm 4 \text{ mV}$ $S/B \geqslant 5$
$\tau = 40$ ns (temps de commutation).

6.4. Influence des signaux de perturbation

Au cours du fonctionnement en mémoire, un digit d_1^k (digit de colonne k appartenant à la ligne 1) est soumis aux impulsions $\pm I_D$ envoyées dans la colonne k. Celles qui se manifestent aux temps d'inscription des digits d_h^k ($h \neq 1$) sont des perturbations pour le digit d_1^k.

Nous distinguons les cas de perturbations suivants :

a) Un « un » (ou « zéro ») perturbé par des impulsions $+I_d$ (ou $-I_d$).

b) Un « un » (ou « zéro ») perturbé par des impulsions $-I_d$ (ou $+I_d$).

Dans le premier cas, le signal de sortie peut augmenter d'amplitude.

Dans le deuxième cas, le signal de sortie peut diminuer d'amplitude et éventuellement changer de polarité. Cette dernière éventualité correspond à la destruction du digit d_1^k.

Les essais ont été faits avec un perturbateur dont le nombre d'impulsions perturbatrices pouvaient varier de quelques unités à 10^6.

Sur la figure 8, on trouvera les variations du signal de sortie en fonction du courant digit.

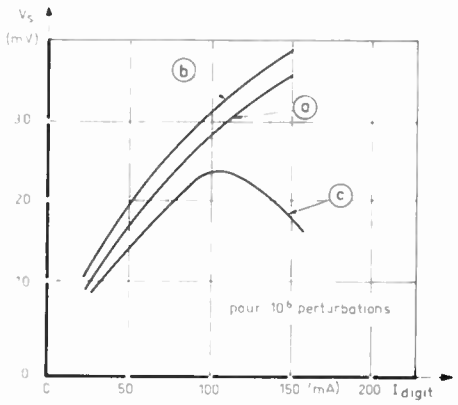


FIG. 8. — Influence des perturbations en fonction de I_D.

La courbe *a*) montre la variation de l'amplitude du signal en fonction de I_D sans perturbation.

La courbe *b*) montre ces variations en présence de 10^6 perturbations de même amplitude et de même sens que I_D.

La courbe *c*) donne les valeurs de l'amplitude en présence de perturbations égale et de polarité inverse à I_D. La variation ΔV, dans ce dernier cas, est peu sensible (10 % environ jusqu'à 70 mA, elle atteint 50 % pour I_D = 150 mA.)

7. Organisation de la mémoire vive

Celle-ci est, bien entendu, organisée en « mot ». Un circuit de compensation est nécessaire pour annuler les parasites d'inscription. Celui-ci est réalisé par un second plan mémoire dont chaque colonne de digit est attaquée en parallèle avec son homologue dans le premier plan (fig. 9). Les conducteurs de digits et de prélèvement du signal de sortie (sense) sont communs.

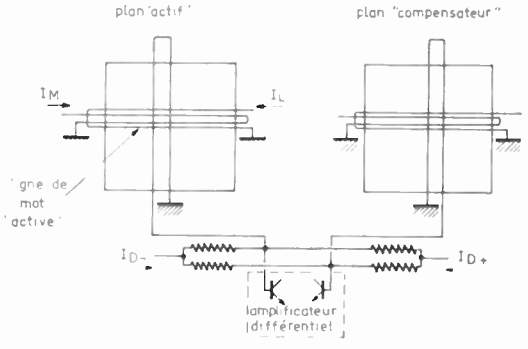


FIG. 9. — Organisation des plans mémoires. Compensation

Dans cette organisation, le second plan de compensation est également un plan actif et peut servir en mémoire, le premier étant à son tour utilisé comme compensation.

Pour la mémoire que nous avons expérimentée, les conducteurs de lecture et d'inscription sont séparés et sélectionnés chacun par une matrice à transistors. Toutefois des essais plus récents ont montré qu'un seul conducteur inscription-lecture était utilisable avec une matrice de sélection bipolaire à diodes ou à transistors.

8. Caractéristiques de propagation des signaux

Ces caractéristiques sont indispensables à connaître pour la conception de grandes mémoires associant plusieurs modules élémentaires. Pour le matériau ferrite que nous avons choisi, on a obtenu les caractéristiques suivantes :

Impédance caractéristique	160 Ω
Temps de propagation	
— par cm	350 ps
— par bit (de 0,83 mm)	29 ps
Atténuation par cm	$2{,}08 \times 10^{-2}$ dB
— par bit	$1{,}72 \times 10^{-3}$ dB
Vitesse de propagation	$2{,}86 \cdot 10^{9}$ cm/s
Taux de retard par rapport à C	10,5
Self par bit	4,7 nH
F.c.é.m. par bit (avec I = 400 mA et $t_m \equiv$ 25 ns)	78 mV

9. Mémoire vive expérimentale

Celle-ci est constituée essentiellement par deux plans de 48 mots de 28 digits (2 688 bits). Chacun des plans est monté sur un circuit imprimé comportant, de part et d'autre du support de mémoire, les matrices de sélection des courants de lecture et d'inscription. Sur ces mêmes circuits imprimés sont câblés les amplificateurs de courants et les interrupteurs.

Le schéma synoptique de l'ensemble est indiqué sur la figure 10.

Le contenu de la mémoire est visualisé sur un oscillographe XY.

Le cycle était le suivant :

Temps de réécriture	50 ns
Temps de récupération et de propagation	100 ns
Temps de cycle total (lecture + réécriture)	200 ns
Durée du signal de sortie	40 ns.

Sur la figure 11, on trouvera un oscillogramme du signal à la sortie du premier étage de l'amplificateur avant échantillonnage.

Le diagramme dans le temps des différents signaux sur la mémoire est représenté figure 12. Sont indiqués sur cette figure les signaux d'écriture et de lecture

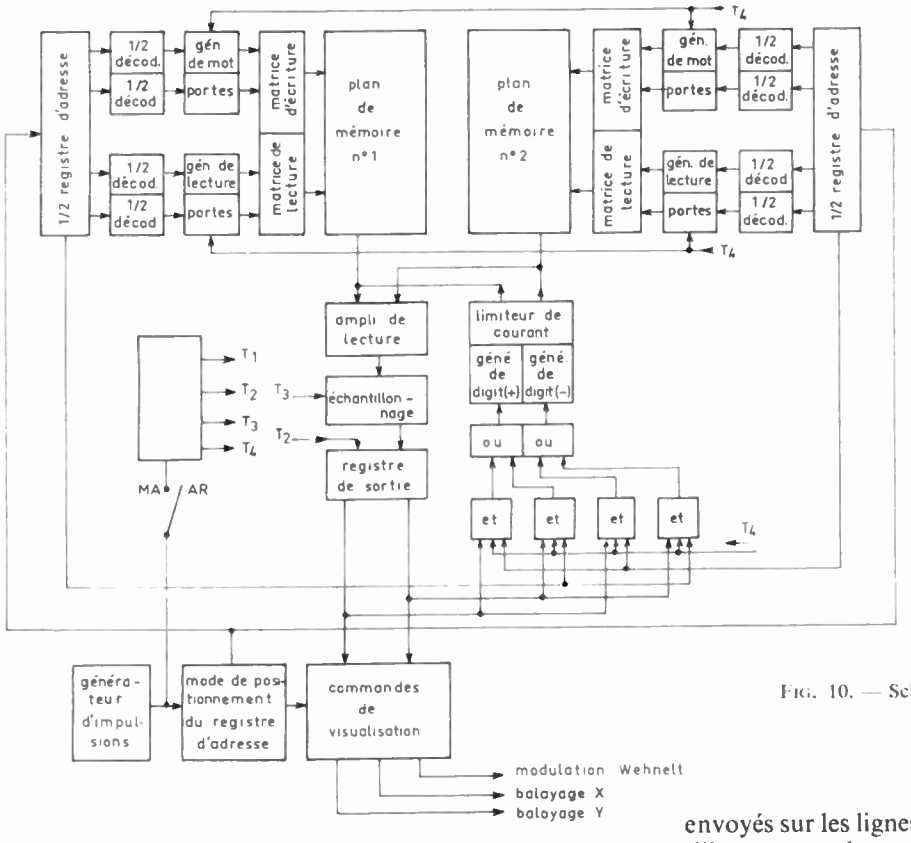


FIG. 10. — Schéma synoptique de la mémoire.

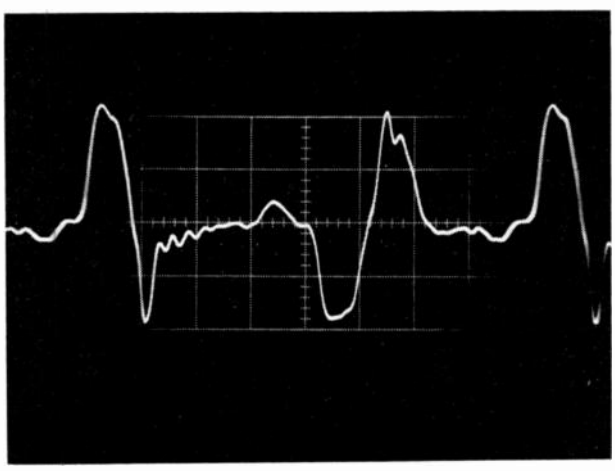


FIG. 11. — Signal sur le premier différentiel. Echelle horizontale : 1 carreau = 50 ns. Echelle verticale : 1 carreau = 1 V.

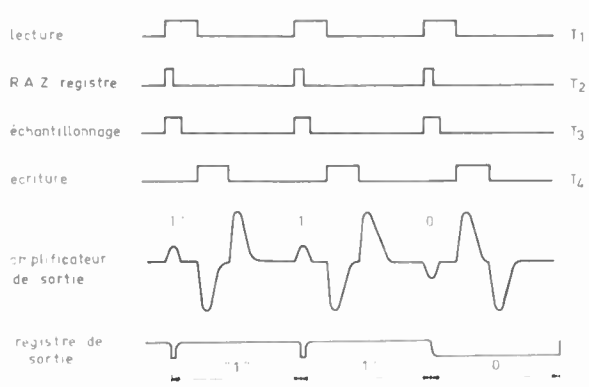


FIG. 12. — Echantillonnage du signal de sortie.

envoyés sur les lignes de « mot » et les signaux d'échantillonnage et de remise à zéro des registres de sortie. Au bas de la figure, on notera le signal à la sortie du premier différentiel et la position des registres.

10. Essais en fonction de différents paramètres d'environnement

10.1. Variation du signal de sortie en fonction de la température

A trois températures différentes (−55, +22, +125 °C), les courbes équiniveaux en fonction de I_M et I_D ont été tracées pour un courant de lecture constant de 400 mA.

Les variations du niveau de sortie sont très faibles. On note, par exemple, pour $I_C = 400$, $I_M = 200$, $I_D = 50$ mA, les variations suivantes :

θ (°C)	V_s (mV)
+125	25
+ 22	25
− 55	23

10.2. Influence de champ magnétique perturbateur

On a appliqué un champ magnétique continu suivant trois directions perpendiculaires (fig. 13).

— Champ magnétique parasite parallèle au champ d'inscription :

La variation du signal de sortie est pratiquement nulle.

— Champ magnétique parasite parallèle au champ de lecture :

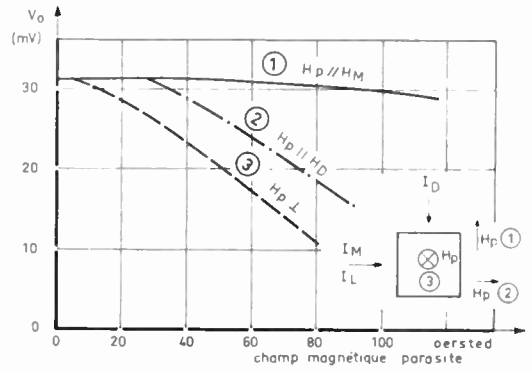


FIG. 13. — Influence des champs magnétiques extérieurs.

La variation de V_s est faible jusqu'à 30 Oe et décroît de moitié vers 100 Oe.

— Champ magnétique parasite perpendiculaire au plan de la mémoire :

L'influence du perturbateur est nettement plus sensible. On peut toutefois travailler jusqu'à 20 Oe sans perte de signal très notable.

10.3. Vibrations

Les plans mémoires montrés sur circuit imprimé ont été soumis à quelques essais sommaires. Les résultats obtenus montrent la possibilité de réaliser des modules pouvant tenir à des clauses de cahiers des charges relativement sévères.

11. Mémoire permanente

Ce type de mémoire développé en commun avec la CAE sera décrit plus en détail dans une prochaine publication [4]. Nous en donnons toutefois une description succincte.

Une petite mémoire expérimentale de 64 mots de 16 digits a été réalisée. Elle utilise seulement deux intersections par bit, soit une densité de 280 bits/cm². Son temps d'accès est de 70 ns.

11.1. Caractéristiques magnétiques et électriques des films

Comme nous l'avons indiqué, nous utilisons des couches magnétiques du type permalloy orienté, de forte épaisseur.

Les courbes critiques relevées s'éloignent sensiblement des astroïdes sur les films minces. Le rapport des champs de commutation suivant l'axe difficile et l'axe facile est de l'ordre de 2,5.

On notera que le champ de polarisation étant continu, le champ de lecture vrai est la composante du premier avec le champ de lecture appliqué à 90°. Le champ de polarisation est appliqué dans la direction de facile aimantation.

Le signal de sortie passe par un maximum pour un courant de polarisation optimal. Pour différentes valeurs de I_L, la figure 14 montre les variations de V_s en fonction de I_p. Dans le cas de film de 1 μ d'épais-

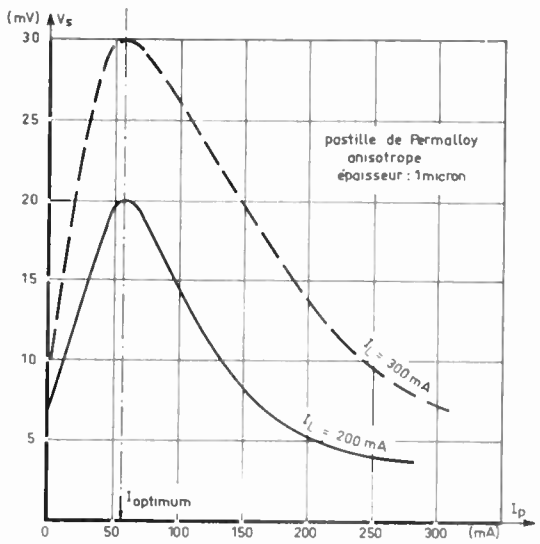


FIG. 14. — Variation du signal de sortie en fonction du courant de polarisation I_p (mémoire permanente).

seur avec deux intersections par bit, le signal de sortie à 200 mA de courant de lecture est de l'ordre de 22 mV pour un courant optimal de polarisation de 50 mA (mesures faites avec un temps de montée de l'impulsion de lecture de 20 ns).

11.2. Dimensionnement

Le dimensionnement des gaufres de ferrite est identique à celui des mémoires vives.

Les plots réels ou virtuels de permalloy ont des dimensions de l'ordre de 830×415 μ. Mais dans ce type de mémoire, pour permettre l'interchangeabilité des programmes stockés sur les films magnétiques, la précision relative plan photogravé-gaufre doit être excellente.

Sans entrer dans les détails, on a pu montrer que la tolérance maximale admissible du positionnement d'une pastille par rapport aux plots de ferrite était de ± 150 μ.

11.3. Photogravure

Le programme à stocker est tout d'abord réalisé à partir d'une grille à l'échelle 10 sur film souple.

Une réduction à l'échelle nominale est faite sur verre. A titre d'exemple voir, la photographie de la figure 15.

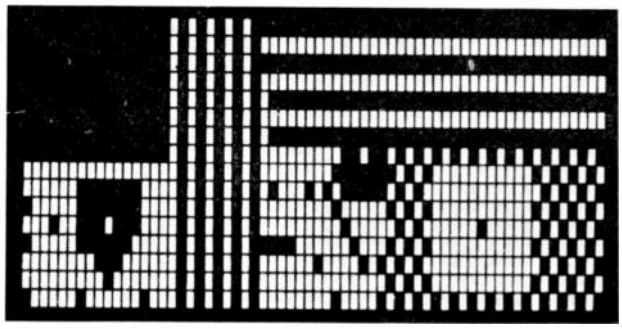


FIG. 15. — Exemple de cliché photographique pour mémoire permanente.

Le film de permalloy est recouvert d'une couche photosensible, puis insolé avec interposition du cliché. Après révélation, le permalloy non protégé est attaqué par du perchlorure de fer.

11.4. Perspectives d'avenir des mémoires à gaufres

De par sa conception, la réalisation de modules de mémoires vives est aisée. Des machines industrielles d'usinage des substrats en cuivre et des gaufres de ferrite existent sur le marché. La mise au point d'une chaîne de fabrication ne nécessite pas la conception de machines nouvelles. Le prix de revient du bit peut être compétitif avec ceux de mémoires concurrentes. Celui-ci est d'ailleurs considérablement affecté par les coûts des circuits imprimés, des soudures des connexions et de l'électronique, qui sont communs à tous les types de mémoires.

En ce qui concerne l'application en mémoire permanente à contenu modifiable, les problèmes de production seront plus délicats en raison des tolérances à respecter.

Pour caractériser les résultats de cette étude nous entreprenons en commun avec le CAE la réalisation :

— d'une mémoire vive de 2 048 mots de 72 digits (230 000 bits) faite à l'aide de modules de 64×36, cette mémoire devant fonctionner avec un cycle lecture-réécriture de 300 ns.

— d'une mémoire permanente constituée de 42 modules de 8 192 bits soit environ $4{,}5 \times 10^5$ points mémoire, le cycle de lecture devant être de l'ordre de 100 à 150 ns.

12. Conclusion

Des caractéristiques fournies, il faut essentiellement retenir les suivantes à l'actif de ce genre de mémoires :

— flux magnétique commuté important,

— vitesse de basculement élevée,

— grande insensibilité aux perturbations dans le cas de l'emploi de film isotrope à fort pourcentage de fer,

— interaction entre bits négligeable,

— grande densité,

— large gamme de température de fonctionnement,

— faible sensibilité aux champs magnétiques perturbateurs.

Ces caractéristiques permettent d'envisager la réalisation d'ensemble de grande dimension, de l'ordre de 10^6 bits.

De construction relativement facile avec des machines existantes, il apparaît que des modules de mémoire gaufre pourraient être produits avec des prix de revient compétitifs avec d'autres types.

***

En terminant, nous voulons remercier MM. Avilès, Bourrez et Cocquart de la CAE pour leur collaboration sur l'étude de la mémoire permanente. Nous tenons également à remercier MM. Bardyn et Gibacier pour l'aide qu'ils nous ont apportée.

L'ensemble de ces travaux n'a pu être réalisé que grâce au concours de la DRME et nous remercions particulièrement M. Carpentier et M. Villard pour l'aide qu'ils nous ont apportée et pour la compréhension dont ils ont fait preuve à l'égard des difficultés que nous avons rencontrées.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Bobeck A.H. — « The cubic waffle iron memory » Intermag 1963 (3.2.1).

[2] Brevet français n° 90 297.

[3] « Magnetic properties of 97 Fe - 3 Ni thin film electroplated » — *Journal of Electrochemical Society*, février 1963.

[4] Intermag 1967.

CONVERTISSEUR STATIQUE alternatif-continu A THYRISTORS détermination des éléments de puissance

PAR

Cl. FOULARD

Maître-Assistant à la Faculté des Sciences de Grenoble

1. Introduction

La conversion statique alternatif-continu à thyristors est devenue classique. Le circuit de base comprend en général des thyristors, des éléments de filtrage (self et capacité) et une commande des thyristors.

Dans cet article, nous ne faisons aucune hypothèse sur le circuit de commande et considérons uniquement le montage des éléments de puissance représenté figure 1. Un transformateur permet d'appliquer à un redresseur en pont composé de deux diodes et de deux thyristors une tension sinusoïdale d'amplitude maximale V_{23}. Le circuit de filtrage est composé d'une self L et d'une capacité C. La charge utile est supposée purement résistive (résistance R). Nous nous proposons de résoudre le problème suivant : pour une valeur particulière des paramètres V_{23}, L, C, R et φ (angle de commande des thyristors), quelle est la tension moyenne $(V_{sc})_{moy}$ aux bornes de R et quelle est l'ondulation ? Nous supposons dans le calcul que φ est constant et étudions le régime permanent. Les courbes que nous obtenons permettent de résoudre le problème que se pose tout projeteur :

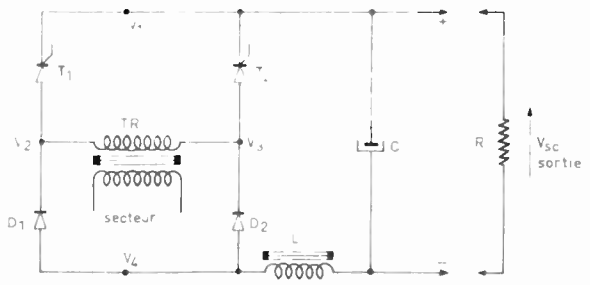


FIG. 1.

Connaissant les valeurs de φ admissibles (imposées par le circuit de commande), la charge R, la tension $(V_{sc})_{moy}$ désirée et l'ondulation maximale admise, quelles valeurs faut-il donner à V_{23}, L et C ?

2. Etude qualitative du régime permanent

Un thyristor fonctionne comme un interrupteur. Il est « ouvert » quand il est en inverse ou lorsqu'il est en direct tant que l'électrode de commande n'a pas été excitée.

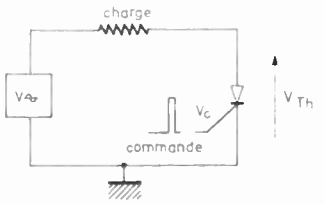


FIG. 2

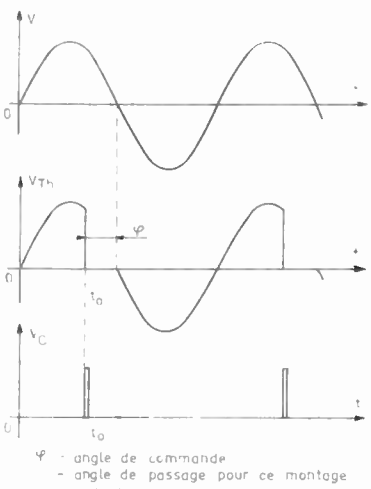


FIG. 3.

* Etude effectuée dans les laboratoires de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique de Grenoble.

Si, nous trouvant dans ces dernières conditions, nous appliquons une impulsion convenable sur l'électrode de commande, le thyristor devient un court-circuit, donc un « interrupteur fermé », jusqu'à ce que le courant qui le traverse devienne inférieur à un seuil (approximativement nul) (fig. 2 et 3).

Pour expliquer le fonctionnement du montage, nous devons considérer plusieurs cas et, pour chacun, plusieurs étapes. A chacune correspond un schéma équivalent particulier représenté figure 4. Les divers

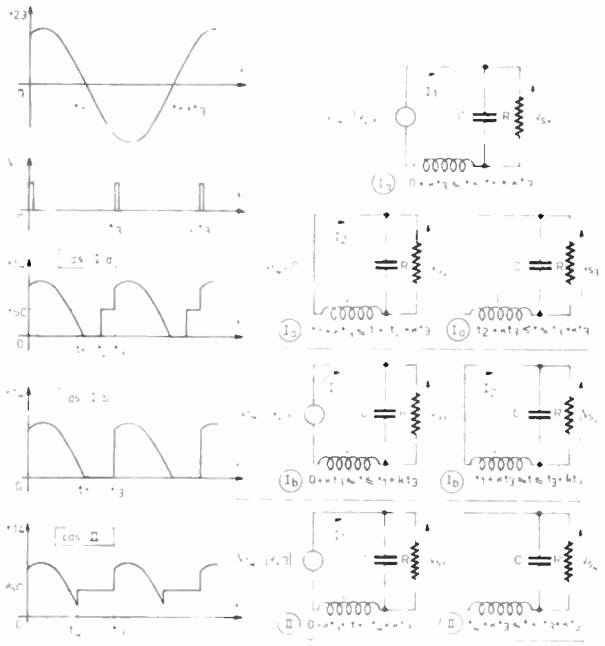


FIG. 4. — Tension de sortie du redresseur en pont (tension $V_{14} = V_1 - V_4$), et schémas équivalents au montage de la figure 1 (V_c = tension de commande des thyristors).

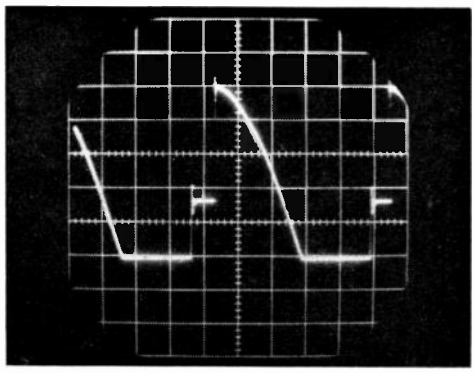
modes de fonctionnement sont illustrés par les trois clichés de la figure 5.

Prenons comme origine des temps $t = 0$, l'instant où le thyristor T_1 devient conducteur. La self et la capacité sont chargées à travers T_1 et D_2, par la tension V_{14} ($V_{14} = V_1 - V_4$). On peut négliger les chutes de potentiel aux bornes de T_1 et D_2. Donc, $V_{14} = |V_{23}|$, ($V_{23} = V_2 - V_3$).

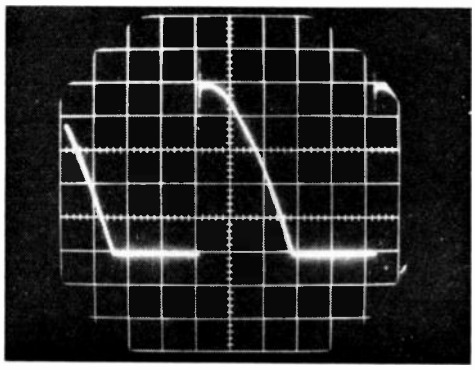
Le thyristor T_1 est conducteur tant que le courant I qui le traverse ne s'annule pas, donc tant que le courant dans la self ne change pas de signe.

Supposons que la tension V_{23} s'annule à l'instant $t = t_1$. Soit t_3 l'instant où le thyristor T_2 devient conducteur. Si φ, angle de commande, demeure constant, le pont fonctionnant en redressement double alternance, t_3 correspond alors à une demi-période : $t_3 = \pi/\omega$. (Nous supposons que le pont est alimenté par un secteur 50 Hz auquel correspond donc la pulsation $\omega = 100\,\pi$).

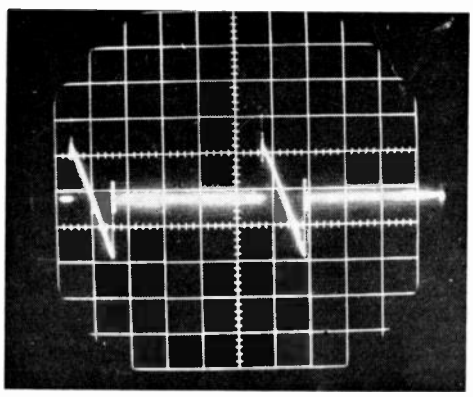
Examinons les divers cas possibles :



cas I-a



cas I-b



cas II

FIG. 5. — Tension de sortie du redresseur en pont (tension V_{14}).
– base de temps : 2 ms/□
– échelle d'amplitude : 20V/□
(Clichés obtenus avec le montage expérimental, cf. 5)

1° *Le courant dans la self I ne s'est pas annulé avant $t = t_1$.*

Cela constitue le cas I qui se subdivisera, comme on le verra par la suite.

A l'instant $t = t_1$ (approximativement) la diode D_2 cesse de conduire. Mais le courant I dans la self détermine aux bornes de celle-ci une force électromotrice qui polarise D_1 en direct. Le courant I maintient donc le thyristor T_1 conducteur à travers D_1. Si l'on néglige les chutes de potentiel aux bornes de T_1 et D_1, nous constatons que la self se décharge dans l'ensemble RC.

Soit t_2 l'instant où le courant dans la self change de signe.

Deux cas peuvent se produire : $t_2 \leqslant t_3$ ou $t_2 \geqslant t_3$.

a) $t_2 \leqslant t_3$: à l'instant $t = t_2$, le courant dans la self s'annule ; le thyristor cesse de conduire. Puis jusqu'à l'instant $t = t_3$ (instant où T_2 deviendra conducteur) aucun élément du pont n'est conducteur. La self est hors circuit et la capacité C se décharge dans la résistance R. A l'instant $t = t_3$, un nouveau cycle commence, semblable au précédent puisque l'on a supposé que φ était constant (régime permanent).

Nous appellerons dans la suite ce mode de fonctionnement cas I-*a*.

b) $t_2 \geqslant t_3$: à l'instant $t = t_3$, le thyristor T_1 est toujours conducteur. Mais T_2 devient aussi conducteur. V_{23} a changé de signe par rapport à l'alternance précédente, et T_1 est mis en inverse et cesse de conduire. Le cycle recommence. Dans ces conditions de fonctionnement, le pont est toujours conducteur. Donc, quelles que soient les valeurs de L, R et C, pour une valeur donnée de V_{23} et de φ, on doit trouver aux bornes de la charge la même tension moyenne $(V_{sc})_{moy}$, égale à la valeur moyenne de la tension V_{14}. Seule l'ondulation dépendra des valeurs de L, R et C.

Ce sera le cas I-*b*.

2° *Le courant dans la self s'est annulé à l'instant* $t = t_4 \leqslant t_1$

Cela constitue le cas II.

T_1 cesse alors de conduire à partir de l'instant $t = t_4$. Pour $t_4 < t < t_3$, aucun élément du pont n'est conducteur et la self est hors circuit. La capacité C se décharge dans la résistance R. A partir de l'instant $t = t_3$, un nouveau cycle recommence, T_2 devenant conducteur.

Quel que soit le mode de fonctionnement, à une valeur donnée et constante de chacun des paramètres (V_{23}, R,L,C, φ), il correspond en sortie une tension V_{sc} qui présente une certaine ondulation périodique, de la période π/ω. Donc V_{sc} reprend la même valeur à tous les instants $t = K \cdot t_3$.

3. Etude mathématique

Nous allons étudier successivement les trois cas que nous venons de distinguer : cas I-*a*, I-*b* et II. Nous écrivons les équations à partir de l'instant où le thyristor T_1 est commandé. Il devient conducteur s'il est polarisé en direct, c'est-à-dire si $V_{23} \sin \varphi \geqslant V_0$ (V_0 = tension de sortie à l'instant $t = 0$).

• *Cas* I-*a* : nous devons utiliser successivement les trois schémas équivalents de la figure 4 avec leurs notations.

Première étape : $0 \leqslant t \leqslant t_1 = \varphi/\omega$. A l'instant $t = 0^-$, la tension de sortie est $V_{sc} = V_0$, le courant I dans la self est nul ($I = 0$) puisque la self est hors circuit ; à $t = 0^+$:

$$V_{14}(t) = V_{23}(t) = V_{23} \sin(\omega t + \pi - \varphi) = -V_{23} \sin(\omega t - \varphi)$$

d'où les équations du circuit (les indices 1 correspondent à la première étape).

$$LC\frac{d^2V_{s1}}{dt^2} + \frac{L}{R}\frac{dV_{s1}}{dt} + V_{s1}(t) = -V_{23} \sin(\omega t - \varphi) \qquad (1)$$

$$RI_1(t) = RC\frac{dV_{s1}}{dt} + V_{s1}(t) \ . \qquad (2)$$

Nous allons résoudre l'équation (1). Nous utiliserons l'équation (2) pour déterminer les constantes d'intégrations de l'équation (1) et l'instant t_4.

Equation caractéristique de l'équation (1) :

$$LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1 = 0 \ .$$

Discriminant : $\Delta = \dfrac{L^2}{R^2} - 4LC$.

Nous supposons que Δ est négatif. C'est le cas le plus fréquent. Nous avons constaté que lorsque Δ était proche de zéro (par valeurs négatives), les conditions de fonctionnement étaient celles du cas I-*b*, où la tension moyenne est indépendante de L, R et C. Nous pouvons supposer raisonnablement que ce résultat reste valable pour $\Delta > 0$.

On a alors, pour $0 \leqslant t \leqslant t_1$:

$$V_{s1}(t) = A_1 e^{\alpha t} \sin(\beta t + \phi_1) - V_1 \sin(\omega t - \varphi + \psi_1) \qquad (3)$$

$$RI_1(t) = A_1 e^{\alpha t}\left[\frac{\sin(\beta t + \phi_1)}{2} + RC\beta \cos(\beta t + \phi_1)\right] + V_1\left[\sin(\omega t + \delta + \psi_1) + RC\omega \cos(\omega t + \delta + \psi_1)\right] \qquad (4)$$

avec :

$$\psi_1 = -\pi - \operatorname{arc\,tg} \frac{\dfrac{LC}{RC}\omega}{1 - LC\omega^2}$$

$$V_1 = \frac{V_{23}}{\sqrt{\left(\dfrac{LC}{RC}\omega\right)^2 + (1 - LC\omega^2)^2}}$$

$$\phi_1 = \operatorname{arc\,tg} \frac{K_1 RC\beta}{RK_2 - \dfrac{K_1}{2}}$$

$$K_1 = V_0 - V_1 \sin(\delta + \psi_1)$$

$$RK_2 = -V_1 \sin(\delta + \psi_1) - RC\,V_1\omega \cos(\delta + \psi_1)$$

$$\delta = \pi - \varphi$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}$$

$$\alpha = -\frac{1}{2RC} \qquad A_1 = \frac{K_1}{\sin \phi_1} \ .$$

Nous constatons que toutes ces équations dépendent (relativement au circuit de filtrage) des produits LC et RC.

L'équation $RI_1(t) = 0$ nous permettra de calculer t_4, valeur de t qui annule $I_1(t)$ et de définir si nous sommes dans le cas I ou dans le cas II.

Deuxième étape: $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$ (si $t_4 > t_1$, cas I). A partir de l'instant $t = t_1$, $V_{14} = 0$. La self se décharge dans l'ensemble C et R. Les conditions initiales sont RI_1 et V_{s1}, définies par les équations (3) et (4) à $t = t_1$, soit :

$$V_{s1} = V_{s1}(t_1) \quad RI_1 = RI_1(t_1)$$

Les nouvelles équations peuvent s'écrire, en remplaçant t par τ de telle sorte que $\tau = t - t_1$:

$$LC\frac{d^2V_{s2}(\tau)}{d\tau^2} + \frac{L}{R}\frac{d^2V_{s2}(\tau)}{d\tau^2} + V_{s2}(\tau) = 0$$

$$RI_2(\tau) = RC\frac{dV_{s2}(\tau)}{d\tau} + V_{s2}(\tau).$$

D'où : $V_{s2}(\tau) = A_2 e^{\alpha\tau}\sin(\beta\tau + \phi_2)$.

Soit, à partir de $t = t_1$:

$$V_{s2}(t) = A_2 e^{\alpha(t-t_1)}\sin[\beta(t-t_1)+\phi_2] \qquad (5)$$

$$RI_2(t) = \frac{A_2}{2}e^{\alpha(t-t_1)}\sin[\beta(t-t_1)+\phi_2] + RCA_2\beta e^{\alpha(t-t_1)}\cos[\beta(t-t_1)+\phi_2] \qquad (6)$$

avec $$\phi_2 = \text{Arc tg}\frac{RC\beta V_{s1}}{RI_1 - \frac{V_{s1}}{2}}$$

et $$A_2 = \frac{V_{s1}}{\sin\phi_2}.$$

L'équation $RI_2(t) = 0$ nous permet de calculer t_2, valeur de t qui annule $RI_2(t)$ et de déterminer si nous sommes dans les cas I-*a* ou I-*b*. Soit :

$$t_2 = \frac{1}{\beta}(\pi - \phi_2 + \beta t_1 - \text{arc tg}\, 2RC\beta). \qquad (7)$$

Troisième étape: $t_2 \leqslant t \leqslant t_3$ (si $t_2 < t_3$, cas I-*a*). La condition initiale est définie à partir de l'équation (5) pour $t = t_2$: $V_{s2} = V_{s2}t(_2)$. L'équation du circuit, avec $\tau = t - t_2$, s'écrit :

$$RC\frac{dV_{s3}(\tau)}{d\tau} + V_{s3}(\tau) = 0$$

d'où : $$V_{s3}(\tau) = V_{s2}e^{-\tau/RC},$$

soit, à partir de $t = t_2$:

$$V_{s3}(t) = V_{s2}e^{-(t-t_2)/RC}. \qquad (8)$$

Lorsque $t = \pi/\omega = t_3$, le deuxième thyristor s'amorce puisque φ = constante. Les conditions initiales sont les mêmes que lorsque T_1 s'est amorcé, en particulier $V_{s3}t(_3) = V_0$. On doit donc pouvoir écrire :

$$V_0 = V_{s2}e^{-(t_3-t_2)/RC}. \qquad (9)$$

A partir de cette suite d'équations (3, 4, 5, 6, 7, 8, 9), on peut, en se fixant l'angle de commande φ, calculer par itération la valeur V_0 qui satisfait l'équation (9). On peut en déduire alors, connaissant $V_{sc}(t)$ pour φ donné, la valeur moyenne de la tension de sortie :

$$(V_{sc})_{moy} = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{t_1} V_{s1}(t)\,dt + \frac{\omega}{\pi}\int_{t_1}^{t_2} V_{s2}(t)\,dt + \frac{\omega}{\pi}\int_{t_2}^{t_3} V_{s3}(t)\,dt.$$

On peut déterminer aussi l'ondulation :

$$\frac{(V_{sc})_{max} - (V_{sc})_{min}}{(V_{sc})_{moy}} \quad \text{pour } 0 \leqslant t \leqslant t_3.$$

• *Cas* I-*b:* les schémas équivalents au montage, dans le cas où $t_2 > t_3$, sont les mêmes que dans le cas précédent. Le premier est valable dans les mêmes conditions, le deuxième devient valable pour $t_1 \leqslant t \leqslant t_3$. Le troisième n'est pas utilisé.

Cependant, il faut faire intervenir une condition initiale supplémentaire $RI_1(t = 0) = RI_0$ puisqu'à $t = 0^-$, le courant dans la self n'est plus nul. On peut montrer que, par rapport au cas précédent, les équations ne sont pas modifiées ni les constantes, sauf RK_2 que l'on doit remplacer par :

$$RK'_2 = RI_0 + RK_2.$$

On peut donc écrire :

$$V_0 = V_{s2}(t_3) = A_2 e^{\alpha(t_3-t_1)}\sin[\beta(t_3-t_1)+\phi_2] \qquad (10)$$

$$RI_0 = RI_2(t_3) = \frac{A_2}{2}e^{\alpha(t_3-t_1)}\sin[\beta(t_3-t_1)+\phi_2] + RCA_2\beta e^{\alpha(t_3-t_1)}\cos[\beta(t_3-t_1)+\phi_2], \qquad (11)$$

puisqu'en régime permanent :

$$V_{sc}(t = 0) = V_0 = V_{sc}(t = t_3)$$

et

$$RI_1(t = 0) = RI_0 = RI_2(t = t_3)$$

De même que pour le cas I-*a*, on peut déterminer pour un φ donné les valeurs de V_0 et RI_0 correspondantes et en déduire l'ondulation et la valeur moyenne de la tension de sortie :

$$(V_{sc})_{moy} = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{t_1} V_{s1}(t)\,dt + \frac{\omega}{\pi}\int_{t_1}^{t_3} V_{s2}(t)\,dt.$$

• *Cas* II : dans le cas où $t_4 \leqslant t_1$, nous avons montré que pour $t \leqslant t_4$, le schéma équivalent était celui de la première étape du cas I-*a* et pour $t_4 \leqslant t \leqslant t_3$ celui de la troisième étape. Les équations sont donc :

$$V_{s1}(t) = A_1 e^{\alpha t} \sin(\beta t + \phi_1) + V_1 \sin(\omega t + \delta + \psi_1)$$

pour $0 \leqslant t \leqslant t_4$ (12)

On peut en déduire la condition initiale à l'instant $t = t_4$:

$$V_{s4} = V_{s1}(t_4)$$

Par suite :

$$V_{s4}(t) = V_{s4}\, e^{-(t-t_4)/RC} \quad \text{pour } t_4 \leqslant t \leqslant t_3. \quad (13)$$

Nous devons vérifier :

$$V_0 = V_{s4}\, e^{-(t_3-t_4)/RC}.$$

La tension moyenne en sortie sera :

$$(V_{sc})_{moy} = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{t_4} V_{s1}(t)\,dt + \frac{\omega}{\pi}\int_{t_4}^{t_3} V_{s4}(t)\,dt.$$

On peut, à partir de ces équations, montrer que la tension moyenne en sortie $(V_{sc})_{moy}$ est proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative V_{23}. Par contre, l'ondulation, telle qu'elle est définie, est indépendante de V_{23}.

4. Résultats théoriques

Nous avons effectué ces calculs sur une machine IBM 7044 pour diverses valeurs des produits LC et RC.

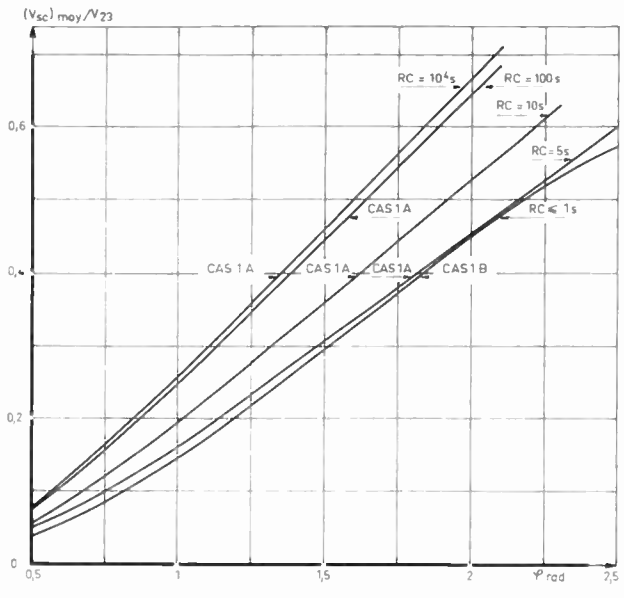


FIG. 6. — $LC = 10^{-2}$ s²

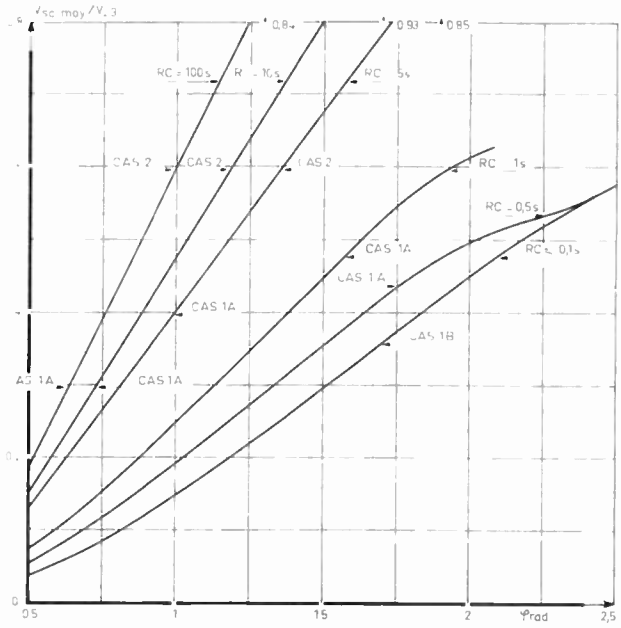


FIG. 7. — $LC = 10^{-3}$ s²

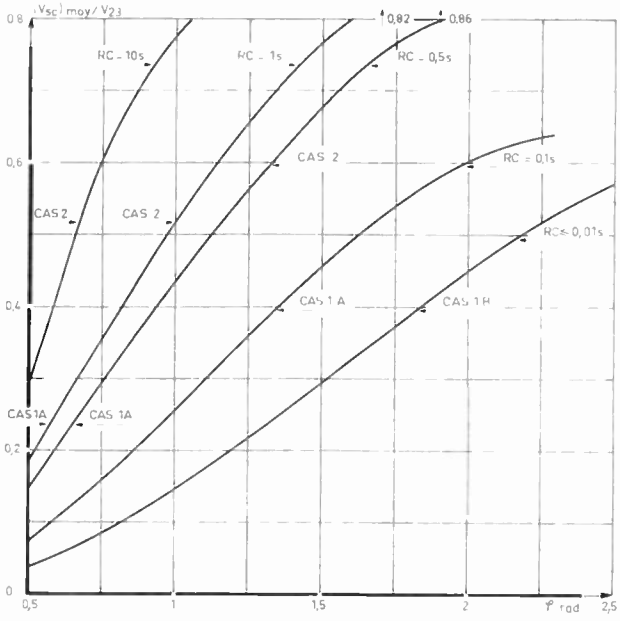


FIG. 8. — $LC = 10^{-4}$ s²

Les courbes des figures 6, 7 et 8 permettent de connaître le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée ($(V_{sc})_{moy}/V_{23}$), en fonction de l'angle de commande φ. On vérifie que, lorsque les conditions de fonctionnement sont celles du cas I-*b*, les courbes sont toutes identiques et confondues.

Les courbes des figures 9, 10 et 11 indiquent les valeurs de l'ondulation correspondante exprimée en pour cent.

Ces résultats permettent, comme nous l'indiquions au début de cet article, de déterminer L, C et V_{23}, connaissant R, φ, la tension moyenne $(V_{sc})_{moy}$ et l'ondulation maximale désirées.

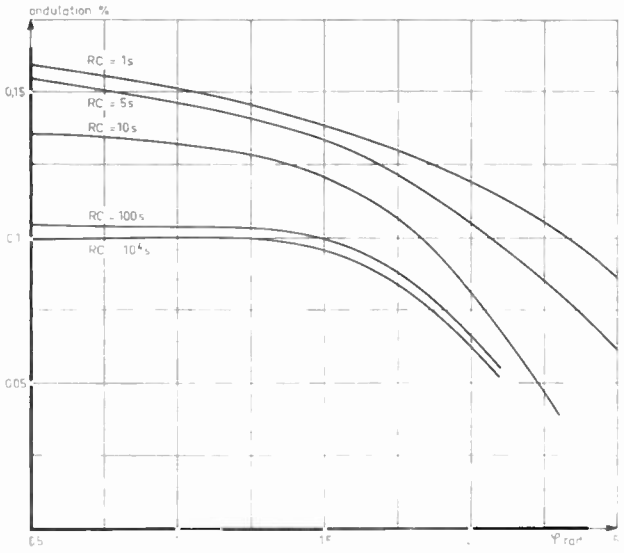


FIG. 9. — $LC = 10^{-2}$ s²

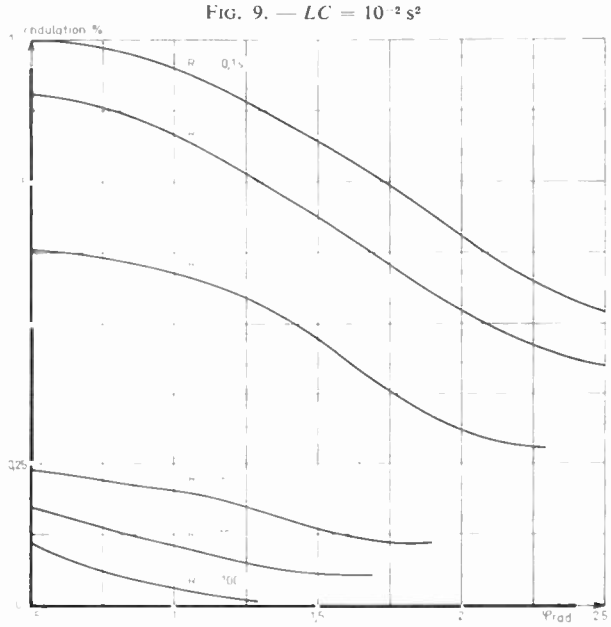


FIG. 10. — $LC = 10^{-3}$ s²

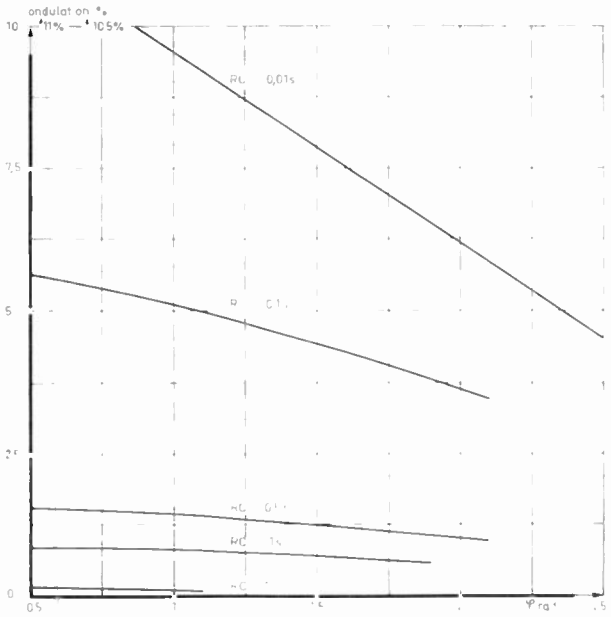


FIG. 11. — $LC = 10^{-4}$ s²

5. Résultats expérimentaux

Nous avons étudié, à titre de vérification, un montage particulier ($LC = 0{,}000\,24$ s² et RC variant entre 0,04 s et 0,32 s). Les résultats théoriques et expérimentaux correspondants sont présentés sur les figures 12 et 13.

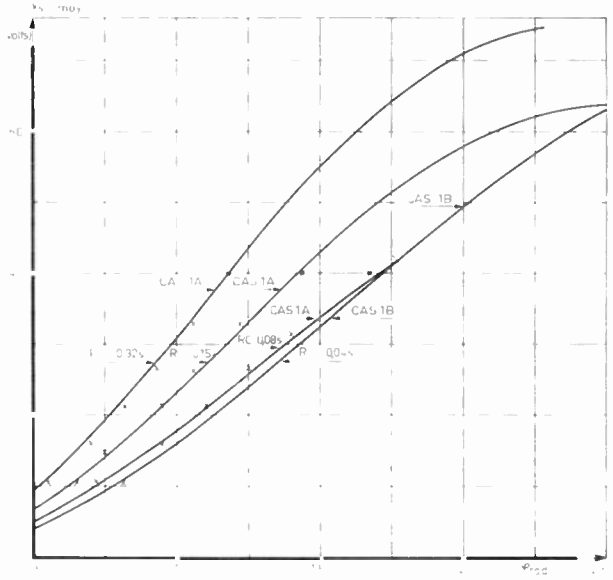


FIG. 12. — $LC = 0{,}00024$ s² — $V_{23} = 110$ V
X : valeurs mesurées
— : courbes théoriques.

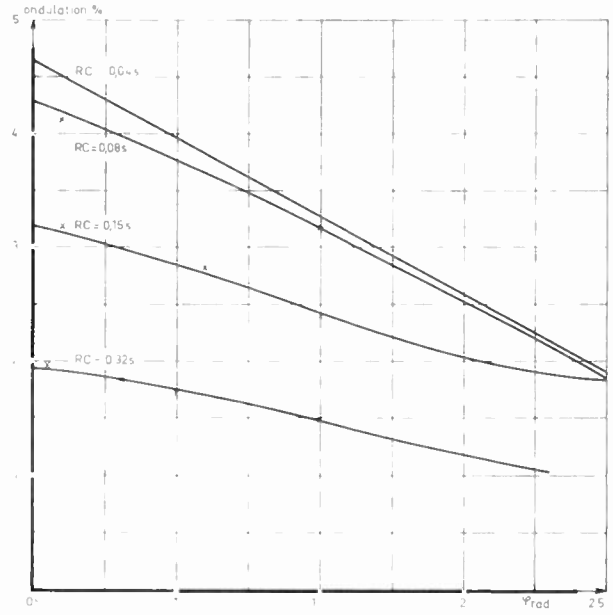


FIG. 13. — $LC = 0{,}00024$ s² — $V_{23} = 110$ V
X : valeurs mesurées
– – : courbes théoriques.

La précision sur l'ensemble des mesures étant de l'ordre de 5 %, l'accord entre ces résultats peut être considéré comme satisfaisant.

5. Conclusion

Si l'étude de circuits typiquement non linéaires, tels que celui que nous avons détaillé dans cet article, n'est pas envisageable avec les méthodes classiques de calcul, les résultats que nous avons obtenus montrent que les calculateurs électroniques numériques permettent de résoudre avec toute la précision désirable les problèmes que posent ces circuits.

Il nous paraît important de disposer, pour l'élaboration de ces circuits, de résultats théoriques précis, du fait même des non-linéarités. En effet, observons, par exemple dans le cas particulier où $\varphi = 1{,}5$ rd, l'influence d'une variation de la valeur de la self de filtrage sur la tension moyenne de sortie et sur l'ondulation.

Si $LC = 10^{-3}$ s^2 et $RC = 1$ s, les courbes théoriques montrent que $(V_{sc})_{moy}/V_{23} \simeq 0{,}45$, pour une ondulation de 0,47 %.

Si la valeur de la self est multipliée par dix ($LC = 10^{-2}$ s^2), on lit : $(V_{sc})_{moy}/V_{23} \simeq 0{,}30$, pour une ondulation de 0,14 %, alors que pour une valeur de la self dix fois plus faible ($LC = 10^{-4}$ s^2), on obtient : $(V_{sc})_{moy}/V_{23} \simeq 0{,}77$, pour une ondulation de 0,75 %.

Dans ce cas particulier, multiplier la valeur de la self de filtrage par 100 permet donc de diviser l'ondulation par 5, mais divise aussi la tension moyenne de sortie par 2,5.

Bien que nous puissions effectuer le calcul pour n'importe quelle valeur des paramètres LC et RC, à condition que Δ soit négatif, les résultats que nous avons présentés sous forme de courbes ne concernent qu'un nombre très limité de valeurs numériques. Nous pensons cependant qu'ils permettront à un projeteur de déterminer rapidement, par interpolation ou extrapolation, les éléments de puissance d'un convertisseur statique alternatif-continu à thyristors.

FRÉQUENCES DE COUPURE DES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

Chef du Laboratoire de Compelec

1. Considérations générales

1.1. Introduction

Pour examiner les possibilités d'emploi d'un transistor en haute fréquence, il est indispensable de connaître la limite de la fréquence maximale d'utilisation. Tant qu'il n'existait que des transistors à pointe ou à alliage, on considérait les « fréquences limites » ou les fréquences de coupure en base commune f_{h21b} et en émetteur commun f_{h21e}.

Ces fréquences n'étaient pas très élevées ($f_{h21b} \leqslant 20$ MHz, $f_{h21e} \leqslant 1$ MHz) et cette solution était satisfaisante sur le plan théorique ; par ailleurs elle se prêtait à une mesure simple (fig. 1).

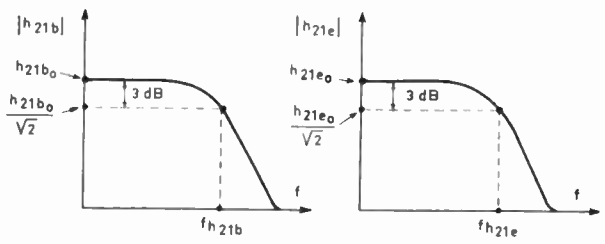


FIG. 1.

La technique de diffusion a entraîné une évolution des performances des transistors et les fréquences maximales d'utilisation ont progressivement augmenté pour dépasser actuellement 1 000 MHz.

Il semblait préférable, pour des raisons pratiques et théoriques, d'adopter la définition de la fréquence unité f_1 plus facile à mesurer que f_{h21b} (fig. 2). Cependant, en haute fréquence ($f \gg 100$ MHz), les montages de mesure deviennent complexes et on est obligé de faire appel à des appareils spéciaux.

Le fait que la courbe du gain en courant $|h_{21e}|$ en fonction de la fréquence présente une pente de

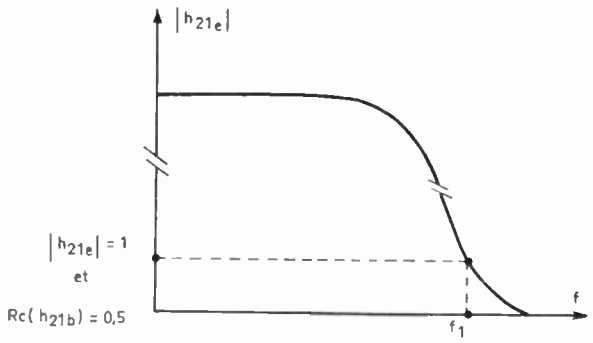


FIG. 2.

6 dB par octave (fig. 3), conduit à la définition de la fréquence de transition f_T donnée par la relation :

$$f_T = f_m \times |h_{21e_m}| \qquad (1)$$

où f_m = fréquence de mesure dans la région de 6 dB/octave,

$|h_{21e_m}|$ = gain en courant à la fréquence f_m.

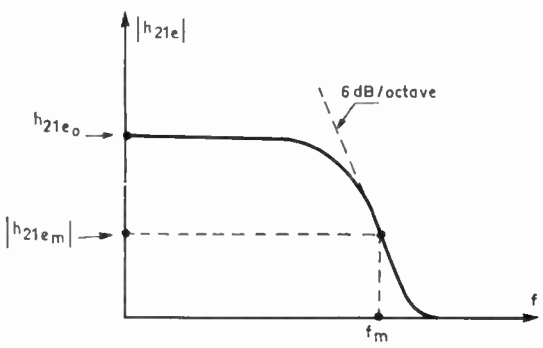


FIG. 3.

Dans la pratique, pour des transistors ayant une fréquence de transition : $f_T \leqslant 200$ MHz, il suffit de mesurer $|h_{21e}|$ dans la région d'affaiblissement à 6 dB/octave à une fréquence telle que :

$$f_m \leqslant 50 \text{ MHz}$$

$$2 < |h_{21e_m}| < \frac{h_{21e_0}}{3}.$$

Par exemple, si $|h_{21e_m}| = 8$ et $f_m = 25$ MHz, la fréquence de transition sera :

$$f_T = 8 \times 25 \text{ MHz} = 200 \text{ MHz}.$$

Cette mesure peut être effectuée avec des montages simples et de techniques courantes. Dans le cas où $f_T \gg 200$ MHz, il faut, pour satisfaire les critères de mesure cités ci-dessus, que la fréquence de mesure soit : $f_m \gg 50$ MHz. Ceci nécessite de faire appel à des techniques complexes d'appareillages spéciaux. On peut éviter d'avoir recours à ces dispositifs si on admet des résultats plus approximatifs, en mesurant h_{21e_0} et $f_{h_{21e}}$ et calculant f_T avec la relation (7) ci-après.

1.2. Gain en courant en fonction de la fréquence

Les figures 4 et 5 donnent respectivement la valeur absolue du gain en courant en fonction de la fréquence et le déphasage du gain en courant en haute fréquence.

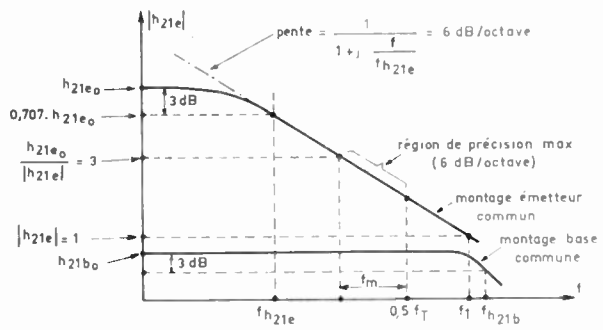


Fig. 4. — Valeur absolue du gain en courant en fonction de la fréquence.

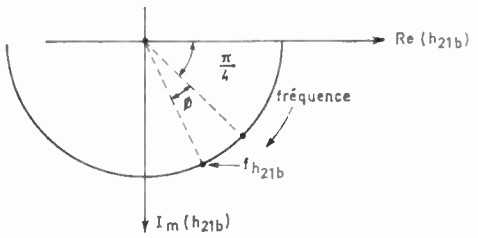


Fig. 5. — Déphasage du gain en courant en haute fréquence.

Pour les graphiques précédents on a :

ϕ = l'angle de déphasage (en radians) à $f = f_{h_{21b}}$ par rapport à $\pi/4$,

$\phi = 0{,}22$ pour un transistor sans champ de « drift »,

$\phi = 1$ pour un transistor avec champ de « drift » maximal.

$$h_{21b} = \frac{h_{21b_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_{h_{21b}}}} \qquad \text{pour } f \leqslant f_{h_{21b}} \qquad (2)$$

$$h_{21e} = \frac{h_{21e_0}}{1 + j\dfrac{f}{f_{h_{21e}}}} \qquad \text{pour } f \leqslant f_{21e} \qquad (3)$$

$$|h_{21e}| = \frac{h_{21e_0}}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f}{f_{h_{21e}}}\right)}} \qquad \text{pour } f \leqslant f_{21e} \qquad (4)$$

$$\approx \frac{h_{21e_0} \times f_{h_{21e}}}{f}, \qquad \text{si} \qquad f > f_{h_{2.}} \qquad (5)$$

h_{21e_0} = valeur de h_{21e} à 1 kHz environ,

h_{21b_0} = valeur de h_{21b} à 1 kHz environ.

Une relation entre les fréquences de coupure est donnée par la formule approchée suivante :

$$f_1 \approx f_T \approx \frac{f_{h_{21b}}}{1+\phi} \approx f_{h_{21e}}(1 + h_{21e_0}). \qquad (6)$$

Puisque $\phi_{\min} = 0{,}22$ et $\phi_{\max} = 1$, dans le cas général, on peut prendre :

$$\frac{1}{1+\phi} \approx 0{,}7$$

et la relation ci-dessus devient :

$$f_1 \approx f_T \approx 0{,}7 \cdot f_{h_{21b}} \approx f_{h_{21e}}(1 + h_{21e_0}). \qquad (7)$$

1.3. Application pratique

Pour vérifier la fréquence de transition f_T et déterminer le gain en courant h_{21e} aux fréquences non mentionnées dans les spécifications de constructeur, soient : 200 MHz ; 100 MHz ; 50 MHz et 1 MHz ; on mesure h_{21e_0} et $f_{h_{21e}}$ au point de fonctionnement (I_C, V_{CE}) désiré.

Pour un transistor type 2N2369, les résultats de mesure sont :

$h_{21e_0} = 60$ à $f = 1$ kHz ; $I_C = 20$ mA ; $V_{CE} = 10$ V

$f_{h_{21e}} = 12$ MHz à $I_C = 20$ mA ; $V_{CE} = 10$ V.

Pour ce même point (I_C = 20 mA ; V_{CE} = 10 V), on obtient :

$$f_T = 12 \times (60+1) \text{ MHz.} = 732 \text{ MHz}$$

à 200 MHz : $|h_{21e}| = \dfrac{f_T}{f_m} = \dfrac{732}{200} = 3{,}6$

à 100 MHz : $|h_{21e}| = \dfrac{f_T}{f_m} = \dfrac{732}{190} = 7{,}3$

à 50 MHz : $|h_{21e}| \approx \dfrac{h_{21e_0} \times f_{h_{21e}}}{f} = \dfrac{60 \times 12}{50} = 14{,}4$

à 1 MHz : $|h_{21e}| = \dfrac{60}{\sqrt{1+\left(\dfrac{1}{12}\right)^2}} \approx 60.$

2. Mesure de la fréquence de coupure f_{h21e}

2.1. Définition

La fréquence de coupure en émetteur commun $f_{h_{21e}}$ est la fréquence pour laquelle le module du rapport de transfert direct du courant h_{21e} (sortie en court-circuit pour petits signaux) diminue de 3 dB par rapport à sa valeur en basse fréquence h_{21e_0}.

2.2. Schéma et principe de mesure

En haute fréquence (fig. 6), on a les relations suivantes :

$$h_{21e} \approx \frac{h_{21e_0}}{1+j\dfrac{f}{f_{h_{21e}}}}$$

ou $$|h_{21e}| = \frac{h_{21e_0}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_{h_{21e}}}\right)^2}}.$$

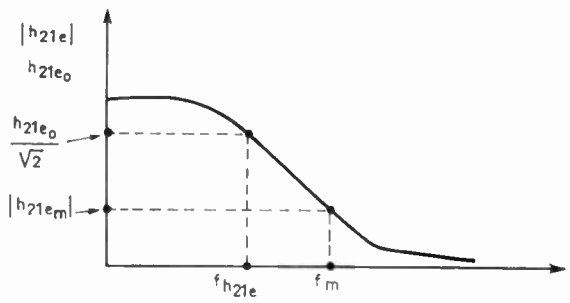


Fig. 6.

Si la fréquence de mesure $f = f_{h_{21e}}$, on obtient :

$$|h_{21e}| = \frac{h_{21e_0}}{\sqrt{1+1^2}} = \frac{h_{21e_0}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ h_{21e_0}.$$

D'après le schéma précédent de la figure 7, on a :

$$|i_b| = \frac{|v_g| - |v_{be}|}{R_g}$$

et $$|i_c| = \frac{|v_{ce}|}{R_c} \qquad \text{si } \frac{1}{\omega C_3} \ll R_c.$$

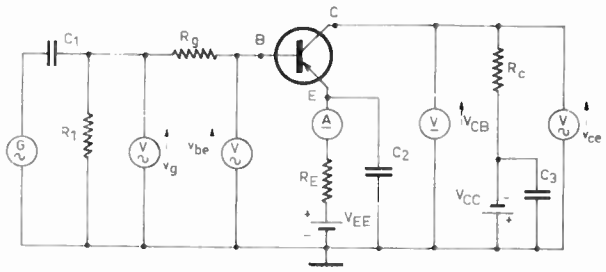


Fig. 7.

Donc : $|h_{21e}| = \dfrac{|i_c|}{|i_b|} = \dfrac{R_g}{R_c} \dfrac{|v_{ce}|}{|v_g| - |v_{be}|}.$

Si $R_g \gg h_{11e}$ on a :

$$v_g \gg v_{be} \qquad \text{et} \qquad |h_{21e}| \approx \frac{R_g}{R_c} \frac{|v_{ce}|}{|v_g|}.$$

2.3. Conditions a respecter

— Cette méthode de mesure est applicable pour des fréquences $f < 50$ MHz environ.

— Afin que la condition $v_{ce} \approx 0$ soit satisfaite, il faut que :

$$R_c \ll \frac{1}{h_{22e}}; \qquad \frac{1}{\omega C_3} \ll R_c$$

et $$\frac{1}{\omega C_2} \ll h_{11b}; \qquad \left(h_{11b} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}}\right)$$

— R_c est une résistance de faible valeur pour mesurer les courants i_b et i_c,

— $R_E > h_{11B}$ pour alimenter en courant I_E sensiblement constant,

— Voltmètres V_{CB} et V_{CE} avec une impédance d'entrée : $Z_V \gg 1/h_{22e}$

— Voltmètre V_{BE} avec une impédance d'entrée : $Z_V \gg h_{11e}$,

— R_1 est sensiblement égale à la résistance interne du générateur, R_1 permet de polariser en continu la base,

— En haute fréquence, précautions à prendre pour R_c, R_g, C_2, C_3 et pour les fils de connexion du transistor, voir annexe 3.1. et 3.2,

— Voltmètres v_g, v_{be}, v_{ce}, voir annexe 3.3.

2.4. Vérification du circuit de mesure

Le transistor à mesurer étant enlevé, on dépose un court-circuit entre les points qui étaient reliés à l'émetteur et au collecteur ; on fait varier la fréquence du signal et on vérifie que la tension v_{ce} aux bornes de la résistance R_c est indépendante de la fréquence du signal dans la gamme spécifiée.

2.5. Processus de mesure

— Régler les tensions des sources V_{CC}, V_{EE}, et du générateur G au minimum.

— Placer le transistor dans le circuit de mesure.

— Ajuster V_{CC} pour obtenir la tension V_{CB} spécifiée.

— Augmenter progressivement la tension V_{EE} pour obtenir le courant I_E spécifié.

— Ajuster la tension du générateur sinusoïdal à la fréquence $f \leqslant \frac{1}{30} f_{h_{21e}}$ afin d'appliquer aux bornes du transistor un signal de faible amplitude, voir annexe 3.4.

— On mesure les tensions v_g, v_{be}, v_{ce} et on déduit :

$$|h_{21e_0}| = \frac{R_g}{R_c} \frac{|v_{ce}|}{|v_g| - |v_{be}|} ;$$

— Augmenter la fréquence du générateur jusqu'à ce que $|h_{21e}| = 0{,}707\, h_{21e_0}$; cette condition correspond à : $f = f_{h_{21e}}$.

2.6. Allures des variations possibles de f_{h21e}

Elles sont données par les figures 8 et 9 en fonction de I_c et de V_{CE}.

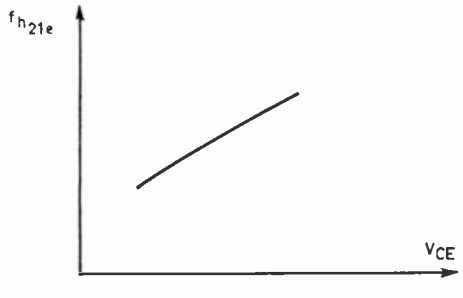


FIG. 8. — $f_{h21e} = f(I_c)$
V_{CE}, t_j } Constantes

3. ANNEXES

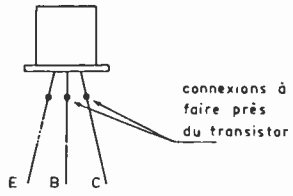
3.1. Cablage

3.1.1. *Connexions du transistor*

L'expérience de l'utilisation des transistors en haute fréquence a montré qu'il est nécessaire de prendre certaines précautions au cours des mesures et dans la réalisation du montage mécanique.

En haute fréquence, pour diminuer l'erreur introduite par l'inductance des connexions, le contact électrique doit être réalisé le plus près possible du transistor, et les fils de connexion doivent être les plus courts possibles (fig. 10).

FIG. 10.



Dans la réalisation des connexions, il faut une attention toute particulière pour réaliser la soudure au fer :

1° Si le fer à souder se trouve porté à une certaine tension par rapport au montage, tous deux doivent être reliés à la terre.

2° Le temps maximal admissible pour le soudage est de 10 s à une température maximale du fer de 245 °C à la condition que le point soudé soit situé à plus de 5 mm du scellement. Le temps de soudage de 10 s sera réduit si la température du fer est supérieure à 245 °C.

3° Le temps maximal admissible pour le soudage est de 3 s à une température maximale du fer de 245 °C lorsque le point soudé est à 2 mm du scellement.

3.1.2. *Câblage des éléments*

En haute fréquence, l'inductance des connexions et les capacités à la masse prennent une importance d'autant plus grande que la fréquence d'utilisation est plus élevée. Ces réactances parasites deviennent des causes importantes de perturbation du circuit de mesure. Il est donc indispensable de :

— étudier la disposition de divers éléments du circuit, de façon à réduire la longueur des connexions ;

FIG. 9. — $f_{h21e} = f(V_{CE})$
I_c, t_j } Constantes

— réaliser des câblages rigides et indéformables afin que les effets parasites inévitables restent constants ;

— fixer les potentiels de tous les circuits ; il faut les relier à la masse chaque fois que cela est possible ;

— dans la connexion des circuits à la masse, il faut éviter que ces circuits se trouvent couplés les uns aux autres par l'intermédiaire d'un tronçon

commun de fil, dont l'inductance n'est pas négligeable et peut provoquer des réactions parasites.

Selon les cas particuliers de l'emplacement dans les circuits de mesure :

— pour éviter l'inductance parasite, il faut tordre les fils ;

— pour éviter les capacités parasites, il faut séparer les fils.

On peut constituer les montages de mesure avec les éléments préalablement vieillis, dont des tolérances sont compatibles avec la précision de mesure recherchée.

3.1.3. *Résistance en haute fréquence*

En haute fréquence, on peut considérer que les résistances sont pures ou que les circuits présentent les caractéristiques d'une résistance pure, dans les cas suivants :

— l'impédance d'entrée d'une ligne à ondes progressives fermée sur son impédance caractéristique ;

— un circuit bouchon à la résonance qui se comporte comme une résistance $R = Q \cdot \omega L$.

Dans la majorité des montages de mesure des paramètres de transistor, il est nécessaire d'utiliser des résistances. De graves erreurs peuvent se produire dans les circuits en haute fréquence, si l'on utilise des résistances dont les caractéristiques varient avec la fréquence de travail. Une résistance de 100 kΩ du type 1 W (agglomérée) peut présenter une impédance de 50 kΩ, seulement à 100 MHz, ainsi que le montre le schéma de la figure 11.

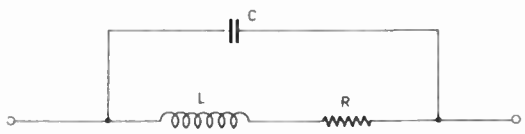


FIG. 11. — Circuit équivalent d'une résistance en haute fréquence.

Pour des résistances d'utilisation courante, la loi d'Ohm ($V = RI$) est valable en haute fréquence tant que les éléments inductifs ou capacitifs de la résistance n'interviennent pas.

Des mesures effectuées sur un RXmètre Bontoon 250A ont donné les résultats figurant au tableau I et sur les courbes des figures 12 et 13.

On constate que plus la valeur de la résistance est grande, plus grande est la différence entre la valeur R et l'impédance quand la fréquence augmente.

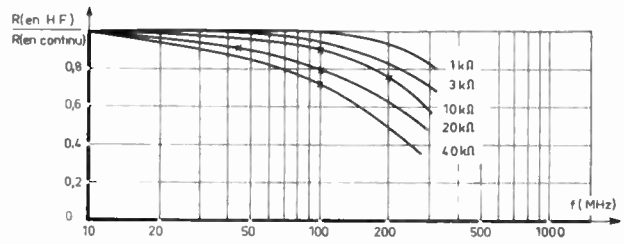


FIG. 12. — Variation de la valeur réelle de R en fonction de la fréquence, pour des résistances à couche de carbone déposée. 0,5 W, capacité parallèle = 0,4 pF.

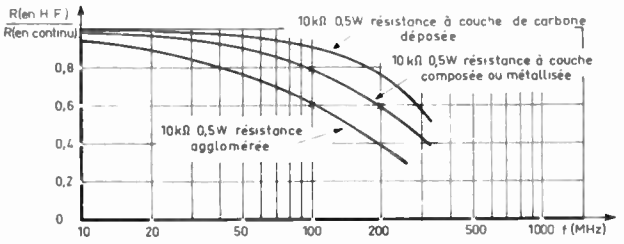


FIG. 13. — Variation de la valeur réelle de R en fonction de la fréquence.

En général, l'écart sera plus grand pour une résistance du type 1 W que pour la même résistance du type 0,25 W puisque la capacité parallèle de la résistance n'est pas la même.

3.2. BLINDAGE

En haute fréquence ou en impulsions, il est indispensable d'éviter les couplages et les rayonnements parasites au moyen de blindages et de mises à la masse appropriés.

Prenons, par exemple, en considération le schéma de la figure 14 et appliquons le principe du blindage pour séparer l'entrée et la sortie (fig. 15). Il y a lieu de :

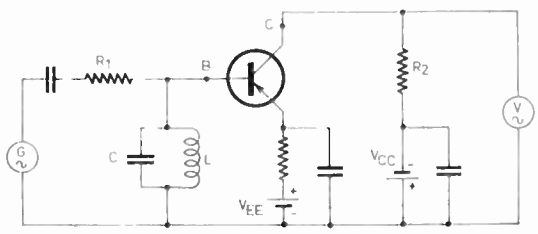


FIG. 14.

TABLEAU I

Fréquence de mesure	Résistance à couche de carbone déposée						Résist. agglomérée	
	1 W		0,5 W		0,25 W		0,5 W	
	C(pF)	R(kΩ)	C(pF)	R(kΩ)	C(pF)	R(kΩ)	C(pF)	R(kΩ)
10 MHz	0,5	10	0,4	10	0,3	10	1	10

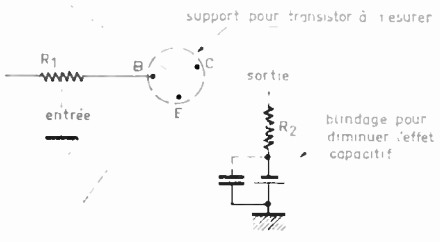


FIG. 15.

— blinder le dipôle *LC*,

— diminuer l'effet capacitif des résistances en haute fréquence.

Pour réaliser un blindage efficace, il est conseillé d'utiliser :

— un blindage magnétique : des matériaux « magnétiques » ou « ferro-magnétiques » : fer, nickel, etc.

— un blindage électro-statique : des matériaux non magnétiques ou diamagnétiques : cuivre, plomb, bismuth, etc.

En haute fréquence, utiliser une feuille de cuivre ou de laiton.

3.3. UTILISATION DE PLUSIEURS VOLTMÈTRES

Dans beaucoup de cas, les méthodes de mesure nécessitent l'emploi de plusieurs voltmètres du même type. Un seul peut suffire si des inverseurs ou des commutateurs appropriés sont utilisés. Les commutateurs ou inverseurs doivent avoir une capacité très faible et une grande résistance d'isolement pour ne pas perturber les mesures en fréquence.

3.4. PETITS SIGNAUX

Le signal sinusoïdal de mesure devra être de faible amplitude devant le courant continu (de polarisation), par exemple : $i_e \leqslant I_E/20$.

En général, les signaux alternatifs utilisés dans la mesure en « petits signaux » devront être tels qu'une diminution progressive de leur amplitude ne produise pas, dans la valeur du paramètre mesuré, de changement incompatible avec la précision désirée.

BIBLIOGRAPHIE

H. ARCISZEWSKI — " Mesures sur les transistors ", Editions Chiron (parution juin 1967).

FRÉQUENCES DE COUPURE HAUTE DES MONTAGES USUELS A TRANSISTORS

PAR

J. PIGNARD

Société MÉTRIX
Annecy

1. Points de départ et méthode utilisée

1.1. Principe général

Les amplificateurs apériodiques large bande ne sont pas aussi souvent traités que les amplificateurs accordés, qui rencontrent une plus large diffusion. Bien entendu, il faut mettre à part les amplificateurs du type BF qui se passent, le plus souvent d'une étude approfondie. Ce n'est déjà plus le cas avec les amplificateurs vidéo, encore moins quand le but à toucher est 50 MHz, 80 MHz, 100 MHz et plus.

Les paramètres Y donnés en fonction de la fréquence constituent l'aliment essentiel des calculs relatifs aux amplificateurs accordés. Et ceci tout naturellement parce que ces amplificateurs ne doivent fonctionner qu'à une fréquence bien déterminée.

Ces caractéristiques en Y se révèlent tout à fait inutiles lorsqu'il s'agit de déterminer la fréquence de coupure haute d'un amplificateur apériodique. Il faut partir d'un schéma valable équivalent au transistor. Ce schéma, c'est celui de Giacoletto ou encore en π hybride.

Ce schéma mis à la place du transistor activant un circuit donné permet de calculer, entre autre, le gain de l'étage constitué par ce transistor et le circuit choisi.

L'originalité de la méthode réside dans le traitement des expressions ainsi trouvées : considérant l'expression comme une fonction de $p = j\omega$, on utilise purement et simplement les propriétés des polynômes en p. Ces propriétés, bien connues dans la technique des asservissements, sont peu considérées sinon pas du tout en électronique pure. Elles permettent de calculer les caractéristiques importantes des courbes de réponse en fonction de la fréquence et ainsi de tracer rapidement ces courbes.

Parmi ces caractéristiques importantes se trouve la fréquence de coupure haute qui, dans plusieurs des montages étudiés ici, peut être données littéralement d'une façon exacte.

1.2. Schéma en π hybride

1.2.1. *Paramètre g*

Le schéma en π hybride est rappelé en figure 1. L'arrangement correspond au montage émetteur commun. Les paramètres g sont les grandeurs conductances et capacités qui constituent le schéma.

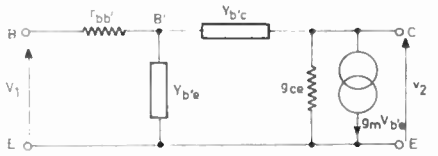


Fig. 1. — Schéma en π hybride.

Les admittances $Y_{b'c}$ et $Y_{b'e}$ correspondent à des conductances mises en parallèle avec des capacités, ainsi :

$$Y_{b'c} = g_{b'e} + j\,C_{b'e}\omega$$

$$Y_{b'c} = g_{b'c} + j\,C_{b'c}\omega.$$

1.2.2. *Discussions préliminaires*

1.2.2.1. *Généralités*

Avant d'aller plus loin, il convient de préciser les limites du schéma en π hybride et ensuite prévoir dans quelles mesures on pourra se libérer des paramètres g dans la présentation des résultats finaux. Ces paramètres ne sont en effet que très rarement donnés par le fabricant, ne serait-ce que pour un point de polarisation $I_C V_{CE}$.

Cependant on peut, dans une certaine mesure, s'affranchir de ces paramètres en les remplaçant quand c'est possible par les paramètres $\beta = h_{fe}$, f_α et f_β. Malheureusement, il est un paramètre irréductible qui a nom $r_{bb'}$. Et les fabricants ne le donnent pas plus que les six autres paramètres g. Pourtant :

1° C'est une grandeur aussi essentielle que f_α, β, et C_{0b} ou $C_{b'c}$ pour apprécier les qualités d'un transistor haute fréquence (HF, VHF, UHF).

2° Sa mesure n'est pas difficile.

3° $r_{bb'}$ ne varie pratiquement pas avec le point de polarisation.

1.2.2.2. *Limites du schéma en π hybride*

Lors de son élaboration, le schéma en π hybride se voit alléger de quelques éléments parasites du second ordre de sorte que sa validité ne va pas au-delà de f_α.

De façon plus précise, on peut dire que la loi :

$$\alpha = \alpha_0 \frac{1}{j+j\omega/\omega_\alpha} \quad \text{avec} \quad \omega_\alpha = \frac{g_m+g_{b'e}}{C_{b'e}}$$

donnée par le schéma en π hybride, diffère notablement dans les fréquences hautes par rapport à f_α de la loi réelle de α.

Si les lois des modules en fonction de la fréquence sont en gros équivalentes jusqu'à $3f_\alpha$, elles ne le sont plus des $2/3f_\alpha$ en ce qui concerne les arguments.

Autrement dit, cela revient à pouvoir prendre égal à 1 tous les termes $(1+p/\omega_m)$ tels que $\omega_m > \omega_\alpha$. Ce sont des approximations que l'on peut qualifier de très légitimes.

Un des termes rencontrés par la suite, et qui rentrent dans cette catégorie, est :

$g_m - Y_{b'c} \# g_m$ puisque $\omega_\alpha \# \dfrac{g_m}{C_{b'e}}$ et que $C_{b'e} \gg C_{b'c}$.

1.2.2.3. *Autres approximations légitimes*

● $g_{b'c}$ — La fréquence de coupure de $g_{b'c}$ et $C_{b'c}$ est tellement basse par rapport à celle que l'on veut dégager que l'on peut négliger absolument $g_{b'c}$ devant $C_{b'c}$.

● g_{ce} — De même, dans h_{0e} par exemple, on peut négliger pour la même raison g_{ce} devant $(\beta+1)\ Y_{b'c} \# (\beta+1)\ jC_{b'c}\,\omega$.

Toutefois, on conservera ces paramètres toutes les fois qu'ils ne gêneront pas les calculs.

1.2.2.4. *Approximations résultantes*

● $\beta = h_{fe}$ l'expression bien connue est :

$$\beta = \frac{g_m - Y_{b'c}}{Y_b} \# \frac{g_m}{Y_b}.$$

En écrivant :

$$Y_b = g_{b'e}+g_{b'c}+j\omega(C_{b'e}+C_{b'c}) = g_b(1+j\omega/\omega_\beta)$$

avec

$$g_b = g_{b'e}+g_{b'c}$$

$$\omega_\beta = g_b/(C_{b'e}+C_{b'c})$$

on obtient :

$$\beta = \frac{g_m}{g_b}\frac{1}{1+jf/f_\beta} = \frac{\beta_0}{1+jf/f_\beta}.$$

Par opposition à celle similaire de α, cette loi est très précise. Cela vient du fait que $f_\beta \# f_\alpha/\beta_0$ est très éloignée de f_α.

En corrolaire, on voit que l'approximation faite en négligeant 1 devant β est déjà moins légitime. En effet, aux fréquences $f > 2f_\beta$, avec une bonne approximation en ce qui concerne les modules, on peut écrire $\beta \# f_\alpha/jf$ et donc pour négliger 1, il faut déjà pour les modules que f soit $\ll f_\alpha$, en pratique $< f_\alpha/2$.

$\alpha = \dfrac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$. Ainsi écrit, c'est le gain en courant i_c/i_E correspondant au montage *EC*. Le terme α habituel est h_{fb}. La différence vient du fait que l'un est pris à V_{CE} constant, l'autre à V_{CB} constant. Donc, pratiquement, ces deux α sont très voisins de l'autre car les tensions ne diffèrent que de V_{BE}. On a donc :

$$\alpha = \frac{g_m - Y_{b'c}}{g_m + Y_{b'c}} \# \frac{g_m}{g_m + Y_{b'e}}$$

en écrivant

$$g_m + Y_{b'e} = g_m + g_{b'c} + jC_{b'e}\omega = (g_m+g_{b'e})(1+j\omega/\omega_\alpha)$$

avec $\omega_\alpha = \dfrac{g_m+g_{b'e}}{C_{b'c}}$, on obtient :

$$\alpha = \frac{g_m}{g_m+g_{b'e}}\frac{1}{1+jf/f_\alpha} = \frac{\alpha_0}{1+jf/f_\alpha}.$$

Loi peu précise comme on l'a vu plus haut, mais cependant intéressante à considérer dans certains cas.

1.3. Propriétés des fonctions de polynomes en p

Ces fonctions sont de la forme $F = \dfrac{g(p)\,h(p)\ldots}{l(p)\,m(p)\ldots}$

g, h,..., l, m,... étant des polynômes en $p = j\omega$ que l'on peut mettre sous la forme aej^ϕ, a et φ étant fonctions de ω. Connaissant les variations de a et φ en fonction de ω, il est très facile de connaître le module A et l'argument ϕ de F puisque l'on a :

$$\begin{cases} \lg A = \Sigma \ln a_i \\ \phi = \Sigma\varphi_i \end{cases}$$

Evidemment, du point de vue littéral, les cas vraiment intéressants se limitent au premier et au second degré. Comme on le verra plus loin, on se ramène aisément au second degré soit par des approximations légitimes, soit au moyen de conditions qui rentrent dans le cadre des utilisations normales.

La recherche des racines d'une équation en p du troisième degré donnerait lieu, en effet, a des calculs trop compliqués et amènerait à des résultats peu aptes à l'utilisation aisée et rapide.

Cependant, pour ce troisième degré et les degrés supérieurs, on peut présenter les résultats sous forme graphique en fonction de quelques paramètres judicieusement choisis et valorisés. Ces graphiques pourraient être d'une pratique aisée, mais leur établissement demande du temps. Pour aller plus vite, il peut être plus rentable de faire des approximations surtout si elles sont légitimes.

De toutes manières, la connaissance des propriétés d'un polynôme d'un degré quelconque > 2 se ramène à celle des propriétés des polynômes du premier et du second degré puisque tout polynôme est le produit d'un nombre bien déterminé de ces deux polynômes.

Leurs propriétés sont rappelées succinctement en annexe I. En particulier, les polynomes sont pris sous leur forme normalisée. Ainsi, le polynome du second degré dont les propriétés sont les plus intéressantes, s'écrira :

$$a+bp+cp^2 = A(1+2\xi\tau p+\tau^2p^2)$$

Le paramètre ξ donne la forme de la courbe de réponse. Si ξ est > 1, le polynome a deux racines p_1 et p_2 et l'on se trouve ramené au permier degré. Dans tous les cas où ξ est $\geqslant 3$, on prendra la valeur approchée de la plus petite racine qui est $\omega_1 = 1/2\xi\tau$ comme fréquence de coupure.

Dans le cas où ξ est $\leqslant 1$, la fréquence de coupure devient égale à $1/2\pi\tau$. C'est donc une constante quel que soit ξ. Par ailleurs, la valeur $\xi = 0{,}5$ correspond à une limite importante et intéressante dans la mesure où on peut la réaliser dans la pratique. Pour cette valeur, en effet, la courbe suit les asymptotes et de ce fait on peut théoriquement empiler les étages, la bande passante ne variera pas.

En outre, c'est une limite qu'il convient de ne pas dépasser si l'on veut transmettre convenablement les signaux sinusoïdaux tels que les signaux carrés.

2. Montage émetteur commun

2.1. Expression du gain en tension

C'est le montage classique par excellence. La fonction de transfert la plus représentative est le gain en tension donné par $g = v/e$, v et e étant définis sur la figure 2. Le transistor est attaqué par la source $(e-Rg)$ et chargé par l'admittance Y_L.

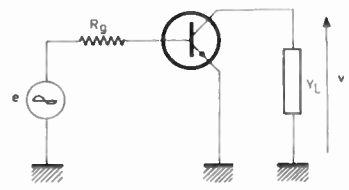


Fig. 2. — Montage émetteur commun. Schéma alternatif

On arrive sans aucune approximation à :

$$g = -\frac{g_m - Y_{b'c}}{(r_g Y_b+1)Y_{LE}+r_g Y_{b'c}(g_m - Y_{b'c})} \qquad (1)$$

avec

$$Y_{LE} = Y_L+g_{ce}+Y_{b'c} = G_{LE}+j(C_L+C_{b'c})\omega$$

$$r_g = R_g+r_{bb'} \qquad (2)$$

$$Y_b = Y_{b'e}+Y_{b'c} = g_b+jC_b\omega. \qquad (3)$$

Par la suite, on introduit la fréquence de coupure f'_s, l'indice s marquant le circuit de sortie. Pour le montage EC, cette fréquence est telle que :

$$\omega'_s = \frac{G_L+g_{ce}+g_{b'c}}{C_L+C_{b'c}} = \frac{G_{LE}}{C_L+C_{b'c}}. \qquad (4)$$

Puis on néglige $Y_{b'c}$ par rapport à g_m, approximation discutée au paragraphe 1.2.2.2., et on obtient finalement la forme canonique :

$$g = g_0\frac{1}{1+2\xi\tau p+\tau^2p^2} \qquad (5)$$

avec $$g_0 = -\frac{\beta_0 R_{LE}}{r_g+1/g_b}, \qquad (6)$$

$$2\xi\tau = \frac{r_g}{r_g+1/g_b}\left[\beta_0 C_{b'c}R_{LE}+\frac{1}{\omega_\beta}+\frac{1}{\omega'_s}\frac{r_g+1/g_b}{r_g}\right] \qquad (7)$$

et $$\tau^2 = \frac{r_g}{r_g+1/g_b}\frac{1}{\omega_\beta\omega'_s}. \qquad (8)$$

2.2. Fréquence de coupure

On trouve que ξ est toujours $\gg 1$. Dans ce cas, la fréquence de coupure est f_1. Elle s'exprime par :

$$\frac{1}{\omega_c} = 2\xi\tau = \frac{1}{\omega'_s}+\left[\beta_0 R_{LE}C_{b'c}+\frac{1}{\omega_\beta}\right]\frac{r_g}{r_g+1/g_b}. \qquad (9)$$

Cette expression montre que la fréquence de coupure du circuit de sortie peut intervenir beaucoup plus qu'il n'est dit dans la plupart des exposés, qui ne donnent que le second terme de l'expression.

Dans ce second terme l'effet Miller est représenté par $\beta_0 C_{b'c}R_{LE}$, c'est l'influence connue de R_L.

Celle de R_g est aussi considérable. Si R_g est très grand, r_g est lui-même très grand par rapport à h_{ie}. On a une fréquence nettement plus petite que f_β.

Si par contre $R_g = 0$, cas très important, $r_g = r_{bb'}$. On peut écrire le second terme de la façon suivante :

$$(g_m R_{LE}C_{b'c}+C_{b'e})\frac{r_{bb'}}{r_{bb'}g_b+1} > \frac{C_{b'e}+C_{b'c}}{g_b+1/r_{bb'}} = 1/\omega_e$$

f_e est la deuxième fréquence de coupure de h_{ie} ou h_{11e}. Elle est plus grande que f_β, c'est un fait. Mais f_c sera non seulement plus petite que f_s mais risque bien d'être plus petite que $f_e/2$. Ce qui n'est finalement pas une fréquence tellement grande par rapport à f_α. Et cela d'autant plus que g_m, donc le courant de support, seront grands.

3. Montage collecteur commun

3.1. Expression du gain en tension

C'est le montage utilisé généralement en séparateur de gain 1. La fonction de transfert la plus représentative est le gain en tension donné par $g = v/e$, v et e étant définis sur la figure 3.

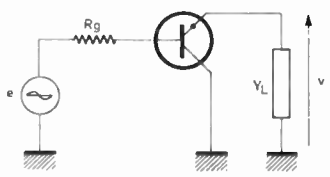


Fig. 3. — Montage collecteur commun. Schéma alternatif

Le transistor est attaqué par la source $(e - R_g)$ et chargé par l'admittance Y_L. On arrive sans approximation à :

$$g = \frac{(g_m + Y_{b'c})/Y_b}{(r_g + 1/Y_b)Y_{LC} + (r_g Y_{b'c} + 1)(g_m + Y_{b'c})/Y_b} \qquad (10)$$

avec $Y_{LC} = Y_L + g_{ce} = G_{LC} + jC_L\omega$.

Par la suite on néglige $g_{b'c}$ devant $jC_{b'c}\omega$ et 1 devant β_0. En ordonnant suivant les puissances de p, on obtient une expression dont le terme en p^0 du dénominateur s'écrit $1 + (r_g + 1/g_L)/\beta_0 R_{LC}$.

On peut faire une simplification intéressante en remarquant que, sauf dans les cas spéciaux tels que les étages de puissance classe B, le montage CC. constitue essentiellement un étage de gain 1.

Dans ce cas, il faut et il suffit que :

$$r_g + 1/g_b = R_g + h_{ie} \ll \beta_0 R_{LC}. \qquad (11)$$

L'expression peut alors se mettre dans la forme :

$$g = 1 \frac{1 + p/\omega_\alpha}{1 + 2\xi\tau p + \tau^2 p^2} \qquad (12)$$

avec $$2\xi\tau = r_g C_{b'c} + \frac{r_g + 1/g_b}{\beta_0} C_L + \frac{r_g + R_{LC}}{R_{LC}\omega_\alpha} \qquad (13)$$

$$\tau^2 = \frac{r_g}{\omega_\alpha}(C_L + C_{b'c}). \qquad (14)$$

3.2. Fréquences de coupure

Des deux dernières relations on tire ξ. On obtient une expression du second degré en C_L qui n'a des racines que lorsque r_g est compris entre deux valeurs qui sont approximativement :

$$\frac{1}{g_m} < r_g < \frac{\beta_0}{C_{b'c}\omega_\alpha + 1/R_L} < \beta_0 R_L \quad \text{ou} \quad \frac{1}{C_{b'c}\omega_\beta}. \qquad (15)$$

Si r_g est en dehors de ces limites, ξ est toujours > 1. Mais dans le cas général r_g satisfait à la double inégalité (15) et alors ξ n'est $\geqslant 1$ que si $C_L \leqslant C$ avec :

$$C \# \frac{C_{b'c} r_g}{2}\left(\frac{\omega_\alpha C_{b'c}}{2} + \frac{1}{R_{LC}} - \frac{1}{r_g} + \frac{1}{2\omega_\alpha R^2 C_{b'c}}\right) \qquad (16)$$

R étant la résultante de la mise en parallèle de R_{LC} et r_g.

Si R_g est grand, c'est-à-dire atteint la limite (11) on a $R \# R_{LC}$ et $10\, R_g \# \beta_0 R_{LC}$ et ainsi avec $\omega_r = 1/C_{b,c} r_{bb'}$:

(*) $$C \# C_{b'c} \frac{\beta_0}{20}\left(\frac{R_{LC} f_\alpha}{2\, r_{bb'} f_r} + 1\right).$$

Dans le cas où $R_g = 0$, r_g se réduit à $r_{bb'}$ et si $r_{bb'} \gg 1/g_m$ on trouve que C_L doit être plus petit qu'une capacité C de l'ordre de :

$$C \# \frac{C_{b'e}}{4 g_m r_{bb'}}.$$

En résumé, si $\xi \leqslant 1$, c'est-à-dire si C_L est trop grande, ou encore si $\omega_L = 1/R_L C_L$ est trop faible :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{r_g}\frac{1}{C_L + C_{b'c}}} = \sqrt{f_\alpha f_s \frac{R_L}{r_g}}.$$

Si ξ est > 1, c'est-à-dire si ω_L est assez grande ou C_L assez faible :

$$\frac{1}{\omega_c} \# 2\xi\tau = \frac{r_g + R_{LC}}{R_{LC}}\frac{1}{\omega_\alpha} + r_g\left[C_{b'c} + \left(1 + \frac{1}{r_g g_b}\right)\frac{C_L}{\beta_0}\right] \qquad (17)$$

Donc, si r_g, c'est-à-dire R_g, ne sont pas trop grandes, si C_L est assez faible, ce qui implique l'expression (17), on peut avoir une fréquence de coupure assez grande. Pratiquement, dans certains cas, on peut atteindre une bonne fraction de f_α.

On peut se rendre compte ainsi que ce montage n'est pas aussi sans histoires que l'on veut le croire généralement, et qu'il y a de grands risques d'oscillations si l'on ne prend garde à la capacité de charge et au rapport des conductances d'attaque et de charge.

Ces impressions sont d'ailleurs confirmées par l'étude de l'impédance d'entrée de ce montage et par la pratique de ces cas.

(*) f_r est toujours plus grande que f_α

4. Montage base commune

4.1. Expression du gain en tension

Ce montage n'est guère utilisé car son impédance d'entrée est trop faible et son impédance de sortie trop grande. Le gain en tension reste encore un moyen de le caractériser. Il est donné par $g = v/e$, v et e étant définis par la figure 4.

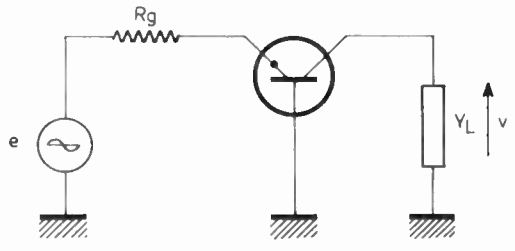


Fig. 4. — Montage base commune. Schéma alternatif

On obtient, en négligeant simplement g_{ce} devant $(\beta+1)Y_{b'c}$ approximation traitée au paragraphe 1.2.2.3. :

$$g = \frac{r_{bb'}(g_m + Y_{b'e}) + g_m}{[R_g Y_L (r_{bb'} Y_{b'c} + 1) + r_g Y_{b'c}](g_m + Y_{b'e}) + r_{bb'} Y_L Y_b + Y_L + Y_{b'c}} \quad (18)$$

Après avoir négligé 1 devant β_0 ou assimilé α_0 à 1, ce qui revient au même, et ordonné, suivant les puissances de p, on arrive à une expression dont le dénominateur est en p^3. Les termes en p^3 et en p^0 s'écrivent en appelant f_L la fréquence de coupure de la charge :

$$p^3/\omega_L\omega_\alpha\omega_r \qquad \text{et} \qquad 1 + (r_{bb'} + 1/g_b)/\beta_0 R_g = k.$$

On sait, sans doute possible, que la fréquence de coupure f_c sera plus petite que l'une des trois fréquences f_L, f_α et f_r, donc en mettant au mieux que f_c atteigne $\sqrt{f_\alpha f_L}$, il n'en resterait pas moins que le terme en p^3 est absolument négligeable du fait que f_r est $> f_\alpha$, c'est-à-dire du fait que l'on peut négliger jf/f_r devant 1 (*Cf.* paragraphe 1.2.2.2.).

Dans ces conditions, on arrive à l'expression canonique :

$$g \# g_0 \frac{1}{1 + 2\xi\tau + \tau^2 p^2} \quad (19)$$

avec :

$$g_0 = \frac{R_L}{R_g}\frac{1}{k} = \frac{R_L}{R_g + h_{ib}} \quad (20)$$

$$2\xi\tau = \frac{1}{\omega_S} + \left[\left(1 + \frac{r_{bb'}}{R_g}\right)\frac{1}{\omega_\alpha} + \frac{R_L}{R_g}\frac{1}{\omega_r}\right]\frac{1}{k} \quad (21)$$

$$\tau^2 = \frac{1}{\omega_\alpha \omega_S}\frac{r_g}{R_g k} \quad (22)$$

et $$\omega_S = 1/R_L(C_L + C_{b'c}). \quad (23)$$

4.2. Fréquence de coupure

On trouve que ξ est toujours > 1 et donc que la fréquence de coupure à 3 dB, f_c s'exprime par :

$$\frac{1}{f_c} = \frac{1}{f_s} + \frac{g_0}{f_r} + \frac{r_g}{R_g + h_{ib}}\frac{1}{f_\alpha}. \quad (24)$$

Quand R_g tend vers 0, le dernier terme de cette expression tend vers $1/f_e$ qui a une valeur bien plus grande que $1/f_\alpha$ et g_0 devient grand ; tandis que lorsque R_g devient grand, c'est-à-dire $\gg h_{ib}$, le dernier terme tend vers $1/f_\alpha$ et g_0 prend une valeur plus faible. On voit que f_c est d'autant plus grande que R_g l'est. Il y a un compromis à faire entre le gain g_0 et f_c.

On aura donc intérêt à faire une attaque en courant, c'est-à-dire en pratique avoir $R_g > 10h_{ib}$. Ce n'est pas une valeur tellement grande. Mais il faut en tenir compte et par exemple si l'attaque est faite avec un montage *CC* et si cet étage ramène une impédance faible, ce qui est à vérifier car ce n'est pas toujours le cas, il faut que l'entrée de l'étage *BC* voie au moins une impédance de $10h_{ib}$ et que l'étage *CC* soit chargé par au moins $10h_{ib}$.

5. Montage émetteur commun à contre-réaction d'intensité

5.1. Expression de la pente

C'est le montage classique donnant une contre-réaction d'intensité obtenue par l'interposition d'une résistance non découplée dans le circuit d'émetteur.

Dans le souci de simplifier la désignation d'une part, et de se rattacher aux désignations précédentes d'autre part, on peut considérer ce circuit comme n'ayant aucune borne commune, d'où l'abréviation A.B.C.

La fonction de transfert la plus représentative est la pente donnée par $s = i/e$, i et e étant les grandeurs définies par la figure 5.

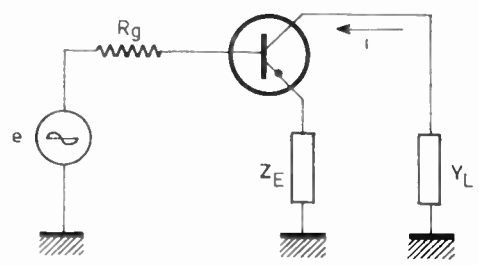


Fig. 5. — Montage émetteur commun à contre-réaction d'intensité. Schéma alternatif.

Le transistor est attaqué par une source $(e - R_g)$ et chargé par l'admittance Y_L. Il est soumis en outre à une contre-réaction d'intensité due à la présence de Z_E.

En négligeant simplement g_{ce} devant $(\beta+1)Y_{b'c}$, approximation légitime comme on l'a vu, on arrive à :

$$s = \frac{\beta - (\beta+1)\,Y_{b'c}Z_E}{r_g + 1/Y_b + (\beta+1)\,[Z_E(1+r_gY_{b'c}) + Z_LY_{b'c}(r_g+Z_E)] + Z_LY_{b'c}/Y_b} \quad (25)$$

Il convient tout d'abord de voir comment se comporte le numérateur en fonction de Z_E. On trouve que dans les cas les plus défavorables où $C_E = 0$, R_E doit vérifier l'inégalité :

$$1/R_E \gg C_{b'c}\omega \qquad \text{ou} \qquad \omega \ll \frac{1}{R_EC_{b'c}} \quad (26)$$

pour tendre vers l'expression $s \# 1/R_E$ que l'on dégage facilement en BF. On peut encore traduire cette inégalité par :

$$R_E \ll r_{bb'}\,\frac{f_r}{f_{\text{utile}}}\,.$$

Ce qui pratiquement correspond pour R_E à ne pas dépasser quelques $10r_{bb'}$ à plusieurs fois $r_{bb'}$ suivant les cas.

Par ailleurs, on voit tout de suite que le dénominateur de s sera au moins en p^3 du fait de la présence de Z_E. On peut suivre cinq voies :

1° Considérer Z_E réduite à R_E ;

2° Considérer Z_L réduite à R_L ;

3° Négliger le terme en p^3 devant 1 ;

4° Essayer de voir à quelles conditions le terme en $Y_{b'c}Z_L$ peut être négligé devant 1 ;

5° Réaliser $f_s = f_E$ avec $\omega_E = 1/R_EC_E$, ω_s étant donnée par (23).

5.2. $Z_E = R_E$

En prenant la première, on fait $C_E = 0$, il vient une expression dont le dénominateur comporte encore un terme en p^3 donné par l'ensemble :

$$(1+j\omega/\omega_\alpha)\,(1+jr_gC_{b'c}\omega)\,(1+j\omega/\omega_L)\,R_E.$$

En principe, le montage à collecteur commun à contre-réaction d'intensité est un montage qui donne une source à courant constant à partir d'une source de tension constante ou mieux, à R_g faible. C'est le cas qui va être traité. Le lecteur pourra développer l'autre, il ne présente pas plus de difficultés.

Donc si :

$$jr_gC_{b'c}\omega_{\text{utile}} \ll 1, \quad (27)$$

le facteur central et donc le terme en p^3 disparaissent.

On peut même aller plus loin et écrire que $jr_gC_{b'c}\omega$ sera le plus petit terme des trois, ce qui donne :

$$r_gC_{b'c}\omega < \omega/\omega_\alpha \qquad \text{ou} \qquad r_gC_{b'c}\omega_\alpha < 1.$$

Après développement et mise en forme, on a :

$$s = s_0\,\frac{1}{1+2\xi\tau p+\tau^2p^2} \quad (28)$$

avec :

$$s_0 = \frac{1}{R_E}\,\frac{\beta_0R_E}{\rho} \quad (29)$$

$$2\xi\tau = \frac{\beta_0}{\rho}\left[\frac{r_g+R_E}{\omega_\alpha} + \frac{1}{\omega_L}\,\frac{\rho}{\beta_0} + C_{b'c}R_L\left(r_g+R_E+\frac{1}{\beta_0g_b}\right)\right] \quad (30)$$

$$\tau^2 = \frac{\beta_0}{\rho}\,\frac{r_g+R_E}{\omega_\alpha\omega_S} \quad (31)$$

$$\rho = \beta_0R_E + r_g + 1/g_b.$$

On trouve que ξ est > 1, donc la fréquence de coupure s'exprime par :

$$\frac{1}{\omega_c} \# \frac{1}{\omega_{c0}} + \frac{1}{\omega_s} + C_{b'c}R_Lr_g\beta_0/\rho \quad (32)$$

avec $$f_{c0} = f_\beta\,\frac{\rho}{r_g+R_E}\,. \quad (33)$$

On note tout d'abord que (32) se réduit à (9) pour $R_E = 0$, ce qui constitue une vérification, ensuite que f_{c0} est une fréquence assez particulière. Si on la rapproche de $s_0 = \beta_0/\rho$, on constate que le produit $f_{c0}s_0$ est relativement constant pour certaines valeurs de R_E faibles par rapport à R_G :

$$f_{c0}s_0 = f_\alpha\,\frac{1}{r_g+R_E}\,.$$

Si on prend l'indice 0 pour le montage EC ou $R_E = 0$:

$$(f_{c0}s_0)_0 = \frac{f_\alpha}{r_g} \qquad \text{et donc} \qquad \frac{f_{c0}s_0}{(f_{c0}s_0)_0} = \frac{r_g}{R_E+r_g}\,.$$

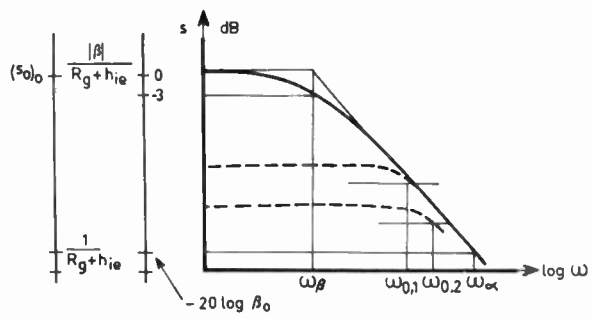


FIG. 6.

Si dans f_c on ne considère que cette fréquence f_{c0}, et si R_E est $< r_g$, les points relatifs aux fréquences de coupures de s à 3 dB suivent la droite à 6 dB/octave de la courbe représentant $|\beta|$ en $f(\omega)$ à une constante près, celle de $1/(R_g+h_{ie})$ exprimée en décibels.

Par exemple, si $R_E = 0{,}1\ r_g$ on voit que $\frac{r_g}{R_E+r_g} \# 1$ et on se trouve pratiquement sur la droite à 6 dB/octave, mais si $R_E = r_g$, ce rapport égale 1/2 et la fréquence f_{c0} n'est plus que la moitié de la fréquence que l'on obtiendrait sur la droite. Dans les deux cas :

$$s = \frac{1}{R_E}\,\frac{1}{1+r_g/\beta_0+1\ g_mR_E} \# \frac{1}{R_E}\,\frac{g_mR_E}{1+g_mR_E}\,.$$

5.3. Avec compensation, $C_E \neq 0$

Pour traiter ce cas, on peut explorer la quatrième voie, c'est-à-dire essayer d'éliminer Z_L. En partant de l'expression 25, on trouve qu'il suffit que globalement :

$$R_LC_{b'c}\omega\,\frac{r_g+R_E}{R_E} < 1/2\ . \qquad (34)$$

On peut alors étudier l'influence de C_E sur cette fréquence f_c. On supprime donc Z_L dans l'expression (25) et en appliquant l'inégalité (27) on obtient la forme canonique :

$$s = s_0\,\frac{1+j\omega/\omega_E}{1+2\xi\tau p+\tau^2p^2} \qquad (35)$$

avec

$$2\xi\tau = \frac{1}{\omega_{c0}} + \frac{r_g+1/g_b}{\rho}\,\frac{1}{\omega_E} \qquad (36)$$

$$\tau^2 = \frac{r_g}{r_g+R_E}\,\frac{1}{\omega_E\omega_{c0}} \qquad (37)$$

On s'aperçoit immédiatement que $1/2\xi\tau$ est plus petit que ω_{c0}, mais que l'on peut avoir une fréquence plus grande avec $1/\tau$.

On doit donc s'arranger pour que ξ soit < 1. On trouve dans le cas où $\beta_0R_E > r_g+1/g_b$ que f_E doit être $< 4f_{c0}\frac{r_g}{R_E+r_g}$, ce qui donne une fréquence de coupure maximale de $f_c = 1/2\pi\tau = 2f_{c0}$. Il ne faut pas escompter plus de la compensation.

En résumé, si f_E est trop grande, on a deux fréquences de coupure qui à la limite, sont f_E et $f_c = f_{c0}$, donc la compensation est alors inutile. Lorsque $f_E = 4f_{c0}\cdot\frac{r_g}{R_Er_g}$, la fréquence de coupure f_c atteint son maximum $2f_{c0}$, à ce moment $\xi = 1$.

Ensuite, à mesure que f_E diminue, f_c et ξ diminuent, et la compensation devient néfaste non seulement parce que f_c est trop diminuée mais encore parce que, lorsque ξ est $< 0{,}5$, apparaissent des rebondissements dans l'amplification des signaux carrés.

5.4. Remarques

Dans le cadre de cet exposé on ne peut tout détailler et on se bornera à donner quelques remarques sur les trois autres possibilités.

La deuxième voie $C_L = 0$ ne correspond à rien de pratique et elle se ramène au cas précédent.

La troisième voie revient à supposer que

$$p^3\,\frac{r_g}{R_E}\,\frac{1}{\omega_a\omega_E\omega_L} \text{ est } \ll 1\ .$$

Comme f_c est plus petite, on l'a vu, que f_a, f_L et f_E, cette voie se trouve être assez légitime.

La cinquième voie est théoriquement séduisante, elle se conduit très bien mais est pratiquement très difficilement réalisable.

Les résultats amenés par les méthodes conservant C_E diffèrent, d'ailleurs, assez peu.

6. Montage à émetteur commun ponté

6.1. Expression de u

Le montage à émetteur commun ponté est le montage classique à contre-réaction collecteur-base. La fonction de transfert la plus représentative est $u = v/i_g$, v et i_g étant définies sur la figure 7.

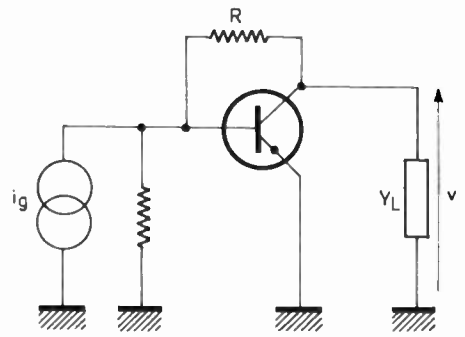


Fig. 7. — Montage à contre-réaction collecteur-base. Schéma alternatif.

Le transistor est attaqué par une source de courant $(i_g - R_g)$ et chargé par l'admittance Y_L. La résistance R le soumet à une contre-réaction de tension entre collecteur et base.

On arrive pour ce montage à l'expression :

$$u = \frac{-\beta R}{(\beta+1)\,(RY_{b'c}+1) + RY_L\left[1+\frac{r_{bb'}+1/Y_b}{R_g}\right] + (r_{bb'}+1/Y_b)\,(Y_L+1/R_g) + \frac{RY_{b'c}}{R_gY_b}} \qquad (38)$$

Dans cette expression, on a négligé au numérateur $h_{ie}(\omega) = h_{11e}(\omega)$ devant βR, β et $h_{ie}(\omega)$ ayant la même fréquence de coupure f_β et R étant suffisamment grande pour que $\beta_0 R$ soit $\gg h_{ie}$, h_{ie} étant le module de $h_{ie}(\omega)$.

Dans le dénominateur, on a estimé que la mise en parallèle de $r_{bb'}$, R_g et R équivalait à $r_{bb'}$. En effet, ce montage est destiné à donner à partir d'une source de courant une source de tension. Cela ressort de l'étude du montage en fréquence médiane où l'on trouve que $u \# R$, et que les impédances d'entrée et de sortie sont faibles sinon très faibles. Donc, R_g sera grand ainsi que R.

Dans la suite du développement, on a dans des approximations toujours légitimes, négligé $r_{bb'}$, devant R_L et $1/g_m$ devant R_g. On arrive ainsi à l'expression que l'on commence à connaître :

$$u = u_0 \frac{1}{1+2\xi\tau p+\tau^2 p^2} \tag{39}$$

avec

$$u_0 = -R \frac{1}{1+k/\beta_0 R_L} \tag{40}$$

$$2\xi\tau = \frac{-u_0}{R}\left[RC_{b'c}+(1+R/R_L)\frac{1}{\omega_\alpha}+\frac{C_L k}{\beta_0}\right] \tag{41}$$

$$\tau^2 = \frac{-u_0}{\omega_\alpha}(C_{b'c}+C_L) \tag{42}$$

$$k = R+(r_{bb'}+1/g_b)\left(1+\frac{R}{R_g}\right) = R(1+h_{ie}/R_g)+h_{ie} \tag{43}$$

6.2. Fréquences de coupure

En cherchant comment se place ξ par rapport à 1, on trouve que ξ est $\geqslant 1$ si C_L est $\leqslant C$, avec :

$$C \# C_{b'c}\frac{C_{b'c}R\omega_\alpha}{4} = C_{b'c}\frac{f_\alpha}{f_r}\frac{R}{4r_{bb'}} \tag{44}$$

Et on a pour $\xi \gg 1$:

$$\frac{1}{\omega_c} = \left[RC_{b'c}+(1+R/R_L)\frac{1}{\omega_\alpha}+\frac{C_L k}{\beta_0}\right]\frac{1}{1+k/\beta_0 R_L} . \tag{45}$$

Comme k est assez proche de R et que C_L/β_0 est généralement négligeable devant $C_{b'c}$, on peut écrire :

$$\frac{1}{\omega_C} \# \frac{1}{\omega_0} = R\left[C_{b'c}+\frac{1}{\omega_\alpha}\left(\frac{1}{R}+\frac{1}{R_L}\right)\right]\frac{1}{1+R/\beta_0 R_L} . \tag{46}$$

Pour avoir une compensation, il suffit de mettre une self L en série avec R. Lors du développement, on trouve un terme en p^3 qui peut être négligé si :

$$\frac{C_L k\omega}{\beta_0} \ll 1 . \tag{47}$$

Dans ces conditions, C_L n'intervient plus et, dans l'expression (38), on remplace Y_L par $1/R_L$ et R par $(1+j\omega/\omega_R)$ avec $\omega_R = R/L$. De cette façon, on arrive à :

$$2\xi\tau = -\frac{u_0}{R}\left[RC_{b'c}+\frac{1}{\omega_\alpha}\left(1+\frac{R}{R_L}\right)+\frac{R}{\beta_0 R_L\omega_R}\left(1+\frac{h_{ie}}{R_g}\right)\right] \tag{48}$$

$$\tau^2 = \frac{-u_0}{\omega_R}\left(C_{b'c}+\frac{1}{R_L\omega_\alpha}\right) . \tag{49}$$

Comme dans le montage à émetteur commun avec contre-réaction d'intensité, pour avoir une fréquence plus grande que f_0, il faut réaliser $\xi \leqslant 1$, puisque $1/2\xi\tau$ est $< \omega_0$ et que $1/\tau \# \sqrt{\omega_0\omega_R}$. Si f_R est $> f_0$, f_c sera $> f_0$.

Mais on retombe dans le même dilemme car, pour avoir $\xi \leqslant 1$, f_R doit être $\leqslant f_{\text{lim}}$ avec :

$$f_{\text{lim}} \# 4f_0 \frac{1+\dfrac{R}{2\beta_0 R_L}}{(1+f_0/f_\alpha)^2} \# 4f_0 .$$

Ce qui donne une fréquence de coupure maximale pour $\xi = 1$ d'environ $2f_0$. On ne peut faire mieux.

En bref, f_c est pratiquement égale à $2f_0$ lorsque $\xi = 1$. C'est sa valeur maximale. Si ξ est > 1, c'est-à-dire si f_R est $> 4f_0$, f_c descend à une valeur plus petite que f_0 et si ξ est < 1, donc si f_R est $< 4f_0$, f_c diminue peu à peu en partant de $2f_0$. Comme dans le montage à émetteur commun avec contre-réaction, il convient de ne pas descendre en-dessous de 0,5 pour ξ.

7. Conclusion

On vient d'étudier cinq montages qui sont les plus utilisés. Cette étude est nuancée d'une part, parce qu'elle donne des fréquences de coupure plus détaillées, d'autre part parce qu'elle introduit les limites d'application. Ces limites sont les valeurs à ne pas dépasser par les charges résistives des trois bornes du transistor, et surtout par les capacités qui viennent en parallèle sur les diverses résistances.

Ces différentes valeurs sont résumées dans un tableau que l'on trouvera pp. 468 et 469.

- On voit ainsi que le montage émetteur commun se comporte très mal en HF et qu'il faut surtout se garder de l'attaquer en courant. Cependant, au fur et à mesure que $C_{b'c}$ baissera, augmentera f_c.
- Le montage collecteur commun peut monter assez haut à condition que la résistance de charge soit suffisamment grande, mais surtout que la capacité de charge ne le soit pas trop. Le système devient vite oscillatoire.
- Le montage base commune monte aussi très haut. Cependant, un compromis s'avère nécessaire entre le gain et la bande passante. Le montage est d'un emploi limité essentiellement parce que l'on doit l'attaquer en courant et qu'il n'a un gain en courant que de 1.

• Le montage émetteur commun à contre-réaction d'intensité (A.B.C.) demande, lui aussi, un compromis entre le gain et la bande passante. Sa fréquence de coupure peut être portée assez haut et c'est le montage pratiquement universel car il cumule en plus un grand nombre d'avantages, tels que la stabilité de la pente, la haute impédance d'entrée... La compensation l'améliore encore et, si elle est bien dosée, non seulement permet le passage des signaux carrés mais encore la mise en cascade sans trop perdre en fréquence.

• Quant au montage émetteur commun ponté (E.C.P.) il n'a pas les honneurs qu'il mérite. En bref, on peut dire que c'est l'analogue du précédent. Ils se suivent idéalement dans n'importe quel sens, pour donner un gain R/R_e, soit en tension, soit en courant. On peut même aller jusqu'à dire qu'un montage A.B.C. doit être suivi par un montage E.C.P. En fait, il peut être suivi logiquement par tout montage demandant une attaque en courant. A la limite, une résistance fait l'affaire et si cette résistance est l'impédance d'entrée pondérée d'un montage A.B.C., un A.B.C. peut en suivre un autre.

Pour le montage émetteur commun ponté, pour monter haut en fréquence, il faut choisir les nouveaux transistors qui ont un faible $C_{b'c}$.

On peut aussi remplacer l'ensemble $R-L$ par un complexe R_1, R_2, C tel que le montre la figure 8.

FIG. 8.

On a approximativement $R = R_1 + R_2$

$$\omega_R = \frac{R_1+R_2}{R_1R_2}\cdot\frac{1}{C}\ .$$

Lorsque l'on considère un amplificateur formé de plusieurs étages et que l'on calcule en tension, le plus pratique est de prendre les tensions mesurables V_i. Ces tensions, puisqu'elles sont mesurées en charge, sont connues avec une résistance d'attaque R_g nulle.

Cela simplifie beaucoup les formules des gains en tension et ne nécessite de connaître que les impédances d'entrées des différents étages et leurs variations en fonction de la fréquence.

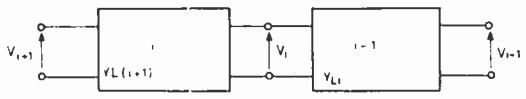


FIG. 9.

Autrement dit, en prenant les formules (54) et (57) de l'annexe II, on a :

$$\frac{V_i}{V_{i+1}} = \frac{-\beta_i}{(Y_{Li}+h_{0i})h_{ii}-\mu_i\beta_i}$$

$$Y_{Li} = Y_i + \frac{1}{Z_{e(i-1)}}$$

$$\frac{1}{Z_{ei}} = h_{ii} - \frac{\mu_i\beta_i}{Y_{Li}+h_{0i}}$$

Y_i représentant toutes les impédances parasites de polarisation continue tels que pont de base, résistances de collecteur... On part donc de l'étage de sortie pour arriver à l'étage d'entrée.

Dans les cas où l'attaque doit se faire en courant, par analogie, on considère les courants en charge entre étages. Ces courants sont connus avec une impédance interne infinie. C'est le cas par exemple pour le montage émetteur commun ponté. On a, par exemple, comme formule itérative :

$$g_i = \frac{\beta_i Y_{Li}}{Y_{Li}+h_{0i}}\ .$$

Y_{Li} étant donnée par les deux formules précédentes.

Ces considérations chiffrées ont permis, entre autres, de réaliser un amplificateur de gain égal à 1 300, sortant 4 V_{eff} sur 100 Ω et ayant comme fréquence de coupure haute un peu plus de 100 MHz. Le nombre des transistors est de 7. Le plus cher coûte 24,00 F hors taxe, le moins cher un peu moins de 6,00 F, toujours hors taxe. Les améliorations constantes du complexe qualité-prix permettent de penser que l'on pourra bientôt descendre le nombre de transistors à 6.

ANNEXE I

POLYNOMES DU 1er ET 2e DEGRÉ EN p

Courbes représentatives et points caractéristiques

Ces propriétés sont rappelées succinctement. Les asymptotes aux courbes sont considérées pratiquement comme des tangentes et obtenues, les unes pour $f \gg f_c$ et les autres pour $f \ll f_c$.

Forme $A = \dfrac{1}{1+2\xi\tau p+\tau^2p^2}$:

ξ et τ sont toujours > 0.

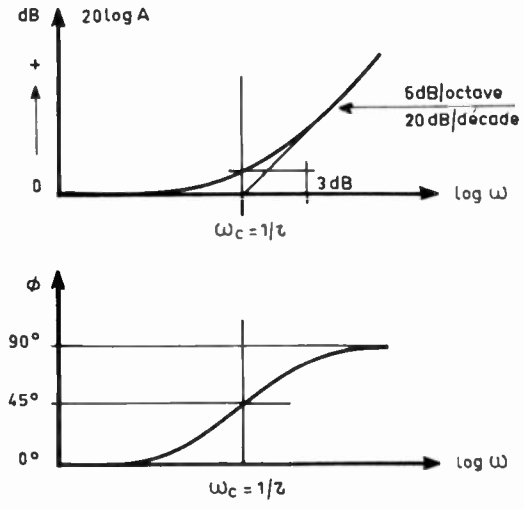


FIG. 10. — Forme $A = \frac{1}{1+\tau p}$ l'angle de phase φ est donné par $\operatorname{tg}\varphi = -\tau\omega$.

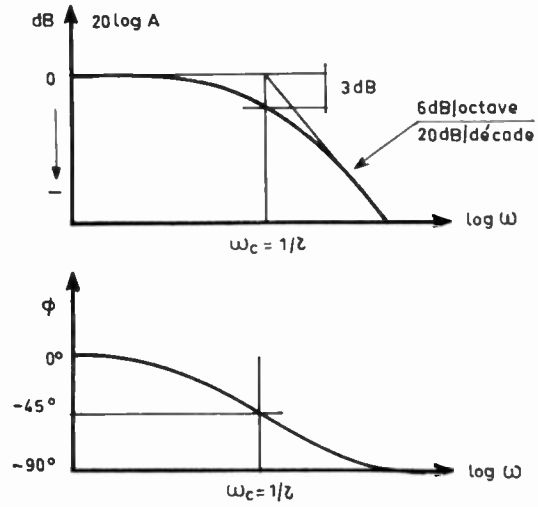


FIG. 11. — Forme $A = 1+\tau p$. Dans ce cas $\operatorname{tg}\varphi = \tau\omega$.

Si $\xi > 1$, le trinôme admet deux racines ω_1 et ω_2

$$\left.\begin{matrix}\omega_1\\ \omega_2\end{matrix}\right\} = \frac{\xi \pm \sqrt{\xi^2-1}}{\tau} = \frac{\xi}{\tau}\left(1 \pm \sqrt{1-1/\xi^2}\right) .$$

Quand ξ est $\gg 3$, on peut écrire sensiblement :

$$\omega_1 \# \frac{1}{2\xi\tau} \quad \omega_2 \# \frac{2\xi}{\tau} .$$

On a ainsi le produit de deux termes de la forme 1. La courbe en amplitude est représentée en figure 12.

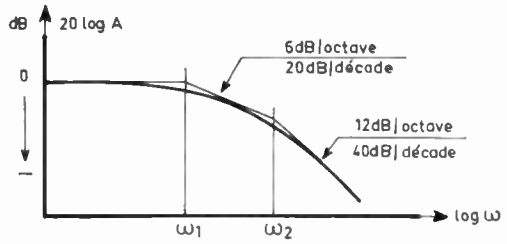


FIG. 12.

Si $\xi \leqslant 1$, le trinôme n'admet plus de racines ou n'a qu'une racine double.

La fréquence de coupure est donnée par :

$$\omega_c = 1/\tau.$$

Si $\xi = 1$, la courbe passe à 6 dB en-dessous de l'intersection des asymptotes.

Si $\xi = 0{,}5$ la courbe suit les asymptotes.

Si $\xi < 0{,}5$ la courbe offre une pointe de résonance. Les réponses à l'échelon unité commencent à présenter des rebondissements notables. Il faut donc éviter que ξ soit $< 0{,}5$.

Si $\xi = 0$ cas théorique. A tend vers l'infini pour $f = f_c$ (voir courbes de la fig. 13).

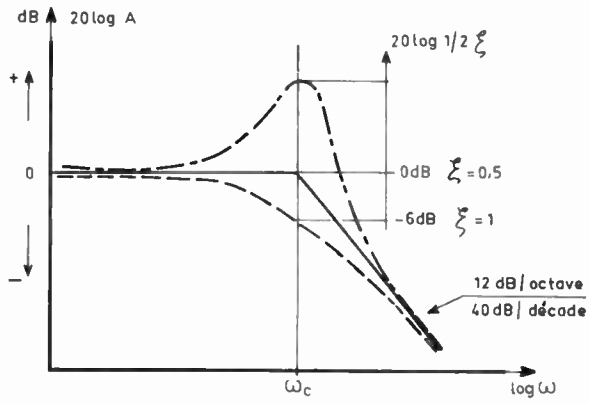


FIG. 13.

En effet, on peut écrire :

$$A = \frac{1}{1-\tau^2\omega^2+2j\xi\tau\omega} \qquad |A|^{-1} = \sqrt{(1-\tau^2\omega^2)^2+4\xi^2\tau^2\omega^2}$$

lorsque $\omega = \omega_c = 1/\tau$: $\quad |A| = \frac{1}{2\xi}$

ce qui donne -6 dB lorsque $\xi = 1$ et 0 lorsque $\xi = 0{,}5$.

ANNEXE II
DÉTERMINATION DES EXPRESSIONS

On peut, pour déterminer les expressions en fonction des paramètres g utilisés dans cet exposé, commencer par les obtenir à partir des paramètres h. Cela permet souvent de clarifier les expressions et de mieux les analyser.

En se reportant à la figure 1 qui donne la signification des courants et tensions, on vérifie que (1) :

$$v_1 = h_i\, i_1 + h_r\, v_2 \qquad (50)$$

$$i_2 = h_f\, i_1 + h_0\, v_2. \qquad (51)$$

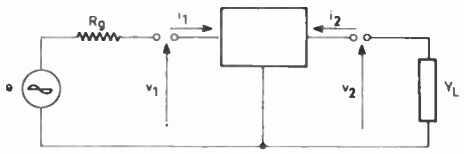


FIG. 14.

Le transistor est représenté par le quadripôle dont les tensions aux bornes sont à l'entrée v_1 et à la sortie v_2. Il est chargé par l'admittance Y_L et alimenté par la source $(e - R_g)$. Ces données s'écrivent :

$$i_2 = -v_2\, Y_L \qquad (52)$$

$$e = R_g i_1 + v_1. \qquad (53)$$

(1) La notation anglo-saxonne a été retenue parce qu'elle permet la diminution du nombre des indices.

Ces équations donnent le gain en tension qui, par définition, est :

$$g = \frac{v_2}{e} = \frac{-h_f}{(R_g + h_i)(Y_L + h_0) - h_f h_r}\ . \qquad (54)$$

De même, la pente :

$$s = \frac{i_e}{e} = -g\, Y_L\ . \qquad (55)$$

Et le rapport $u = v/i_g$, i_g étant la source de courant équivalente à la source de tension e :

$$u = \frac{v_2}{i_g} = g R_g\ . \qquad (56)$$

Enfin

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = h_i - \frac{h_f h_r}{h_0 + Y_L}\ . \qquad (57)$$

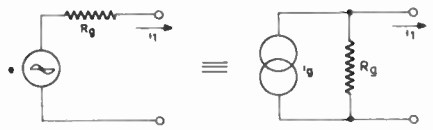


FIG. 15. — $ig = e/Rg$.

Voir pages suivantes le tableau annoncé au § 7

Montage	Module	Conditions de validité		FRÉQUENCES Formule générale
E.C.	$g_0 = \dfrac{-\beta_0 R_L}{R_g + h_{ie}}$		$\geqslant 1$	$\dfrac{1}{\omega_c'} = \dfrac{1}{\omega_s} + \left(\beta_0 R_L C_{b'c} + \dfrac{1}{\omega_\beta}\right) \dfrac{R_g + r_{bb'}}{R_g + h_{ie}}$
C.C.	$g_0 = 1$	Si $\beta_0 R_L \gg R_g + h_{ie}$ Si $r_g < 1/g_m$ ou si $C_L \leqslant C \# C_{b'c} \dfrac{r_g}{2r_{bb'}} \left(\dfrac{1}{2n} + \dfrac{r_{bb'}}{R_{LC}}\right)$	$\geqslant 1$	$\dfrac{1}{\omega_c} = \dfrac{r_g + R_L}{R_L} \dfrac{1}{\omega_x} + r_g \left[C_{b'c} + \dfrac{R_g + h_{ie}}{\beta_0 r_g} C_L\right]$
B.C.	$g_0 = \dfrac{R_L}{R_g + h_{ib}}$	Si $R_g \gg h_{ib}$	$\geqslant 1$	$\dfrac{1}{f_c} = \dfrac{g_0}{f_r} + \dfrac{1}{f_s} + \dfrac{r_g}{R_g + h_{ib}} \dfrac{1}{f_\alpha}$
Normal A.B.C. Compensé	$s_0 = \dfrac{1}{R_E} \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_g + h_{ie}}{\beta_0 R_E}}$	Générales : $R_E < 1/C_{b'c}\omega$ $r_g < 1/C_{b'c}\omega$	> 1	$\dfrac{1}{\omega_c} = \dfrac{1}{\omega_{c0}} + \dfrac{1}{\omega_s} + C_{b'c} R_L \beta_0 \dfrac{r_g}{\beta_0 R_E + R_g + h_{ie}}$
		Si $\beta_0 R_E > R_g + h_{ie}$ $C_L < (1/2R_L) - C_{b'c} \dfrac{R_E + r_g}{R_E}$ $f_E \leqslant f \# 4 f_{c_0} \dfrac{r_g}{r_g + R_E}$	$\leqslant 1$	$f_c = \sqrt{\dfrac{r_g + R_E}{r_g} f_E f_{c_0}}$
Normal E.C.P. Compensé	$u_0 = \dfrac{-R}{1 + k/\beta_0 R_L}$	Générales : $R_g, R, R_L > r_{bb'}$ $R_g > 1/g_m$ Si $C_L \leqslant C \# C_{b'c} \dfrac{f_\alpha}{f_r} \dfrac{R}{4r_{bb'}}$	$\geqslant 1$	$\dfrac{1}{\omega_c} = \left[RC_{b'c} + \left(1 + \dfrac{R}{R_L}\right) \dfrac{1}{\omega_x} + \dfrac{C_L k}{\beta_0}\right] \dfrac{1}{1 + k/\beta_0 R}$
		Si $C_L < \beta_0/k_0\omega$ Si $R < \beta_0 R_L$ $f_R \leqslant f \# 4 f_0$	$\leqslant 1$	$f_0 = \sqrt{f_0 f_R (1 + k/\beta_0 R_L)}$

Légende : $\omega_r = 1/r_{bb'} C_{b'c}$

$\omega_s = 1/R_L(C_{b'c} + C_L)$

$r_g = R_g + r_{bb'}$

$\omega_e = \dfrac{g_b + 1/r_{bb'}}{C_{b'e} + C_{b'c}} \# \dfrac{1}{r_{bb'} C_b}$

DE COUPURE

$R_g \gg$	$R_g = 0$	Formules annexes
$\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_\beta} + \beta_0 R_L C_{b'c}$	$\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_e} + \frac{g_m R_L}{\omega_r}$	
$R_g \left[\frac{1}{\omega_\alpha R_L} + C_{b'c} + C_L \right]$	$\frac{r_{bb'} + R_L}{R_L} \frac{1}{\omega_\alpha} + \frac{1}{\omega_r} + h_{ib} C_L$	$n = \frac{f_r}{f_\alpha}$
$\frac{R_L}{R_g f_r} + \frac{1}{f_s} + \frac{1}{f_\alpha}$	$\frac{g_0}{f_r} + \frac{1}{f_s} + \frac{1}{f_e}$	
$\frac{1}{\omega_{c0}} + \frac{1}{\omega_s} + C_{b'c} R_L \beta_0$	$\frac{1}{\omega_{c0}} + \frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_r} \frac{R_L}{R_E + h_{ib}}$	$f_{c0} = f_\beta \frac{\beta_0 R_E + R_g + h_{ie}}{r_g + R_E}$
$\sqrt{f_E f_{c0}}$	$\sqrt{\frac{R_E + r_{bb'}}{r_{bb'}} f_E f_{c0}}$	$\omega_E = 1/R_E C_E$
$\left[R C_{b'c} + \left(1 + \frac{R}{R_L} \right) \frac{1}{\omega_\alpha} + \frac{C_L k}{\beta_0} \right] \frac{1}{1 + k/\beta_0 R_L}$		$k = R + h_{ie} \left(1 + \frac{R}{R_g} \right)$
		$\omega_R = R/L$
$\sqrt{f_R f_0 (1 + k/\beta_0 R_L)}$		$\frac{1}{\omega_0} = R \left(C_{b'c} + \frac{1}{R_L \omega_\alpha} \right)$

LES DISPOSITIFS A HAUTE IMPÉDANCE A L'ÉTAT SOLIDE (*)

PAR

J.P. ŒHMICHEN

Ingénieur E.P.C.I.
Compagnie Française Thomson-Houston
Professeur à l'I.S.E.N.

1. Introduction

Les montages classiques à tubes électroniques chauds utilisaient des tensions d'alimentation très élevées et fonctionnaient avec des courants très faibles. Dans les circuits de grille, même, les composantes continues de ces courants se situaient plutôt vers le nanoampère ou moins encore : on était presque habitué aux unités du système C.G.S. électrostatique (une unité de tension valant 300 V, une unité d'intensité valant un tiers de nanoampère). Autrement dit, les impédances d'entrée des circuits étaient considérables. Dans un amplificateur à tubes, on voyait dominer, dans le câblage, les résistances à bande ou point vert (de 1 à 8 MΩ) et à bande ou point jaune (de 0,1 à 0,8 MΩ).

Lors de la « révolution de 48 », c'est-à-dire à l'avènement du transistor en 1948, on a pu croire que tout était inversé et que l'on allait parler d'intensité en oubliant ce qu'était une tension. Une telle conception a été à l'origine d'une erreur pédagogique dont les professeurs d'électronique subissent encore les conséquences actuellement : pour l'étude des circuits à transistors, il ne faut, en aucune façon, oublier ce que l'on a appris avec les tubes, il faut seulement y ajouter des notions nouvelles, en particulier il faut apprendre ce qu'est une intensité.

Le premier effet de la transistorisation des montages a été une réduction spectaculaire des impédances d'entrée et de sortie des étages. Il a fallu modifier toute une technologie ; il a même été nécessaire de créer un symbole nouveau pour permettre de noter les résistances de moins de 10 Ω, ce que le code des couleurs classique ne prévoyait pas (c'est la bande dorée, à ne pas confondre avec une indication de tolérance, qui, placée en troisième position, signifie : 10^{-1}, de telle sorte qu'une résistance à bandes jaune, violette, dorée et argentée ou dorée en quatrième position, a une résistance nominale de 4,7 Ω à tolérance 10 % ou 5 %).

Une telle réduction, si elle était très intéressante dans de nombreux cas, a gêné un certain nombre d'ingénieurs qui devaient travailler sur des sources de tension, de très grande résistance interne, incapables de fournir un courant notable à l'étage qu'elles devaient commander. Ils ont donc conclu que, dans des cas précis, la technique des semiconducteurs ne pouvait pas leur convenir et qu'il y avait là, comme pour la production des grandes puissances en haute fréquence, un domaine où le tube électronique était irremplaçable.

Si, en ce qui concerne les grandes puissances en H.F., il semble que le tube électronique doive encore s'imposer pour plusieurs années, il n'en va pas de même pour les circuits à haute impédance. En 1965, on peut dire que les transistors à effet de champ sont arrivés à un stade technologique tel que l'on peut les utiliser maintenant d'une façon courante et, indépendamment de ce fait, notre but est de montrer également que les transistors classiques permettent de réaliser des circuits dont l'impédance d'entrée peut être assez élevée.

2. Montages haute impédance à transistors classiques

2.1. Etude du montage émetteur commun

Le montage émetteur commun est considéré, à juste titre, comme ayant une impédance d'entrée « moyenne », ce qui, dans les semiconducteurs,

(*) Conférence prononcée au cours de la réunion du 16/2/1966 de la 8e section de la SFER

représente une valeur de l'ordre du millier d'ohms ou moins.

On sait que cette impédance est donnée par le paramètre hybride h_{11_e}.

Or, ce que l'on réalise souvent moins bien, c'est que ce paramètre varie énormément en fonction du courant collecteur. En effet, en première approximation, on a :

$$h_{11_e} = h_{21_e} h_{11_b} = \frac{h_{21e}}{s} \qquad (1)$$

en désignant par h_{11_b} l'impédance d'entrée du transistor en montage base commune et par s la pente du transistor.

Or, cette pente est, surtout pour les courants modérés de collecteur, proportionnelle au courant collecteur, à raison de 30 mA/V par milliampère de courant collecteur. D'autre part, le terme h_{21_e}, ou gain dynamique en courant, peut garder une valeur notable jusqu'à des intensités moyennes de collecteur très faibles : la courbe de la figure 1 montre la variation de ce gain en fonction du courant collecteur pour un transistor du type 2N 1711 et l'on voit qu'il y a encore un gain dynamique en courant supérieur à 35 pour un courant collecteur de 1 μA.

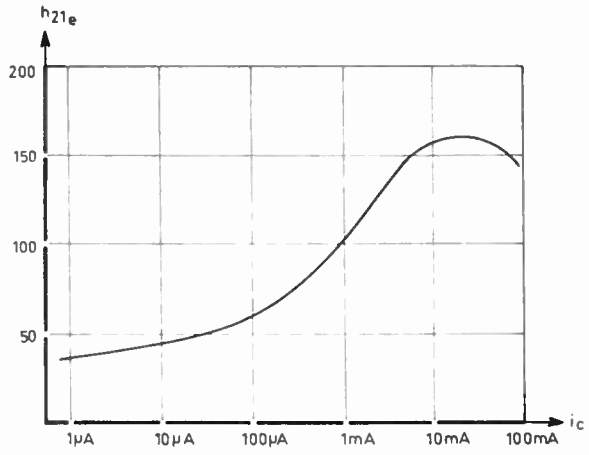


FIG. 1. — Variation du gain dynamique en courant d'un transistor 2N1711 en fonction du courant collecteur : on voit qu'il subsiste un gain important à très faible courant.

Si, à 1 mA de courant collecteur, la pente étant de 30 mA/V (soit un paramètre h_{11_b} de 33 Ω), le gain en courant vaut environ 100, cela représente une impédance d'entrée de

$$100 \times 33 = 3{,}3 \text{ k}\Omega$$

Mais il suffit de réduire le courant collecteur à 0,1 mA, ce qui fait monter le paramètre h_{11_b} à 330 Ω alors que le gain dynamique ne descend qu'à 80, pour que le h_{11_e} monte à $80 \times 330 = 26$ kΩ.

Le même raisonnement montre que, pour un courant collecteur moyen de 10 μA, le h_{11_e} atteint déjà plus de 180 kΩ.

Contrairement à ce que l'on pense généralement, il est parfaitement envisageable d'utiliser un transistor avec un courant collecteur aussi faible que 10 μA. La fiabilité du montage est à peine réduite, puisque le courant de fuite I_{cb_0} maximal spécifié pour le 2 N 1711, par exemple, est de 10 nA à la température ambiante, et de 10 μA à 150 °C (et, répétons-le, il s'agit là de valeurs *maximales*, les valeurs typiques étant, le plus souvent dix à mille fois plus petites).

Bien entendu, la valeur de 180 kΩ indiquée plus haut ne concerne que le transistor lui-même ; la présence des résistances éventuelles de polarisation de la base peut réduire énormément cette valeur. Nous verrons plus loin un problème analogue à propos de la polarisation du montage collecteur commun.

Il est bien évident que le montage émetteur commun n'est pas le plus indiqué si l'on désire une haute impédance d'entrée, mais il est cependant intéressant de signaler que ce montage peut présenter une impédance d'entrée dix ou cent fois plus forte qu'on ne le croit d'habitude.

2.2. Le montage collecteur commun

C'est le montage que l'on utilise classiquement, à juste titre, chaque fois que l'on désire une haute impédance d'entrée. On sait que, en première approximation, si l'on utilise une résistance de charge R entre émetteur et masse, on augmente l'impédance d'entrée d'une valeur βR, β étant le gain dynamique en courant (ou h_{21_e}) du transistor.

On pourrait donc conclure, un peu rapidement, que l'on peut augmenter indéfiniment l'impédance d'entrée par augmentation de la résistance R. En fait, on est limité dans cette voie pour trois raisons.

2.2.1. *Limitation due au terme h_{22_e}.*

Si l'on calcule exactement l'impédance d'entrée du montage collecteur commun on s'aperçoit que, en fait, même si l'on fait tendre la résistance R entre émetteur et masse vers l'infini, l'impédance d'entrée tend vers une limite dont l'ordre de grandeur est :

$$Z_{max} = \frac{h_{21_e}}{h_{22_e}} ,$$

soit le produit par le gain en courant de la résistance interne collecteur $1/h_{22_e}$ du transistor monté en émetteur commun. Cette valeur est souvent assez élevée, surtout pour un courant collecteur faible, mais elle intervient pour limiter l'impédance d'entrée. En fait, le terme h_{22_e} est surtout gênant par sa composante imaginaire, la composante réelle est très petite, mais, quel que soit le courant collecteur, on ne peut éliminer la capacité collecteur-base. Nous verrons plus loin comment on en minimise les effets.

2.2.2. *Limitation due à la résistance d'émetteur*

On ne peut, évidemment, augmenter indéfiniment la résistance émetteur-masse : il faudrait, en effet,

diminuer corrélativement le courant émetteur (ce qui est sans inconvénient jusqu'à une valeur relativement faible, mais ne peut se faire indéfiniment), ou augmenter en proportion la chute de tension aux bornes de cette résistance, ce qui serait très contre-indiqué.

2.2.3. *Limitation due à la résistance de polarisation*

Dans le montage de la figure 2, on a utilisé une source de polarisation u en série avec la tension d'entrée e. Si cette dernière est alternative, il faut en effet lui superposer une tension continue au moins

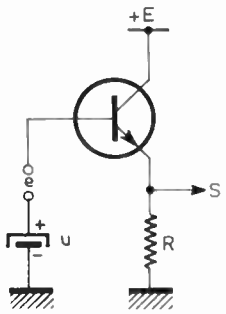


FIG. 2. — Si l'on veut utiliser un étage collecteur commun avec une tension d'attaque e alternative, il faut ajouter à cette tension une tension continue u pour que le transistor ne soit pas bloqué pendant une partie de la période.

égale à la valeur de crête négative de la tension e (augmentée de la tension minimale base-émetteur du transistor). Mais une telle disposition n'est pas toujours possible, alors on utilise le montage de la figure 3, qui n'est valable que pour les tensions alternatives. La résistance R' retournant à un point à potentiel $+U$ est d'ailleurs, le plus souvent, remplacée par un diviseur de tension à deux résistances entre le $+E$ et la masse, dont la résistance R' est la transformée de Thévenin. Dans tous les cas, la valeur de R' vient en shunt sur l'impédance d'entrée et réduit considérablement cette dernière.

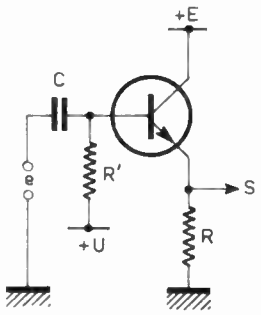


FIG. 3. — Pour polariser positivement la base du transistor monté en collecteur commun, on utilise souvent un couplage par condensateur depuis la tension alternative e et une résistance de base R' retournant à un point à potentiel $+U$.

2.2.4. *Circuit éliminant les limitations ci-dessus*

Le montage de la figure 4 est conçu pour obtenir une impédance d'entrée très élevée. On voit qu'il comporte deux étages collecteur commun en cascade, T_1 et T_2, avec couplage continu du premier au second. La tension alternative d'entrée est appliquée à travers C_1 au point (A), c'est-à-dire à la base de T_1. On retrouve une composante alternative presque égale au point (B), au gain G près du premier étage collecteur commun. La tension alternative qui apparaît en

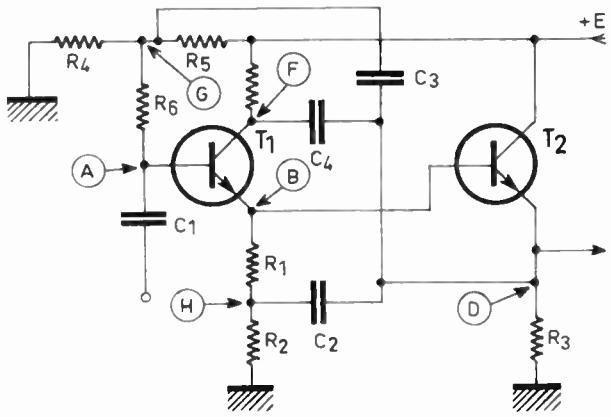


FIG. 4. — Pour profiter pleinement de l'impédance d'entrée élevée d'un étage collecteur commun, on peut monter deux étages de ce type en cascade, ce qui permet, par des connexions de réaction (C_3, C_4 et C_5) de ramener aux points (F), (G) et (H) des composantes alternatives voisines de la tension d'attaque en (A). Tout se passe alors comme si les résistances R_1 et R_6 étaient énormément augmentées et la capacité collecteur-base du transistor T_1 n'a presque plus d'effet. Exemple de réalisation : T_1 et T_2 = 2N2923, $+E$ = 12 V, R_1 = 8,2 kΩ, R_2 = 10 kΩ, R_3 = 1 kΩ, R_4 = 470 kΩ, R_5 = 390 kΩ, R_6 = 47 kΩ, résistance de collecteur de T_1 = 10 kΩ, C_1 = 10 nF, C_2 = 10 μF, C_3 = 1 μF, C_4 = 2,2 μF.

(D) est donc encore un peu plus petite que celle que l'on trouvait en (B), mais très proche de celle-ci.

Cette composante alternative est appliquée, à travers le condensateur C_4, au point (F) (collecteur de T_1). C'est pour permettre cette application que l'on a interposé une résistance entre le $+E$ et le collecteur de T_1.

Si l'on appelle G' le gain en tension du second étage collecteur commun, la composante alternative qui est ramenée par C_4 en (F) vaut $GG'e$, si e est la tension alternative appliquée à la base de T_1. La tension alternative restant entre la base de T_1 et son collecteur est donc seulement :

$$e\,(1-GG') \qquad (2)$$

et tout se passe comme si l'impédance cellecteur-base de T_1 n'était pas $1/h_{22_e}$ mais :

$$\frac{1/h_{22_e}}{1-GG'} \qquad (3)$$

qui peut être cent fois plus grande que $1/h_{22_e}$ si l'on a $GG' = 0{,}99$ (ce qui est parfaitement réalisable).

De même, le condensateur C_3 ramène au point (G) une composante alternative $GG'e$, ce qui fait que la composante alternative de tension aux bornes de R_6 est réduite à :

$$e\,(1-GG')$$

et que tout se passe comme si la résistance R_6 était multipliée par le coefficient :

$$\frac{1}{1-GG'}$$

en ayant son extrémité (G) à potentiel fixe, ce qui

amènerait à e la composante de tension alternative à ses bornes.

Enfin, le condensateur C_2 ramène en (H) une composante alternative $GG'e$ alors que la composante alternative en (B) est Ge. La composante alternative de tension aux bornes de R_1 est donc $G(1-G')e$, soit pratiquement :

$$(1-G')e$$

et tout se passe comme si la valeur de R_1 était multipliée par $1/(1-G')$.

On arrive ainsi facilement à une impédance d'entrée de quelques mégohms shuntés par une capacité de moins de 10 pF, ou même de moins de 5 pF en soignant le montage.

2.3. Montage à deux étages à contre-réaction totale

Comme nous en avons parlé dans cette Revue il y a peu de temps, nous rappellerons simplement que l'amplificateur à deux étages à couplage direct de la figure 5*a* peut être monté avec une contre-réaction totale comme sur la figure 5*b*. La contre-réaction n'est totale que si r est nulle, sinon, on peut avoir ainsi un gain positif supérieur à l'unité. Un tel montage présente une impédance d'entrée élevée. Il est analogue à l'ensemble de deux étages collecteur commun en cascade, mais avec un gain global beaucoup plus proche de l'unité.

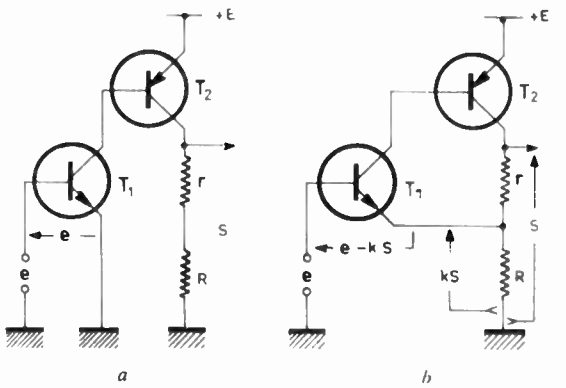


Fig. 5. — Un amplificateur à deux étages à couplage continu (*a*) peut être monté avec une contre-réaction partielle (ou totale si $r = 0$) comme en (*b*) et l'on obtient alors l'équivalent d'un « super-collecteur commun ».

En revanche, par rapport au montage de la figure 4, il présente l'inconvénient d'avoir une réponse en fréquence moins bonne, car le premier transistor fonctionne avec un courant collecteur très faible, ce qui est défavorable pour son produit gain × bande. D'autre part, le second transistor est attaqué en courant dans un montage émetteur commun, ce qui est également défavorable pour la réponse en fréquence.

Son gain plus proche de l'unité permet d'appliquer encore plus efficacement les techniques de « bootstrap » de la figure 4 et l'on réalise ainsi des impédances encore un peu plus élevées qu'avec le montage de la figure 4.

2.4. Réaction positive en courant

Le montage en question a été, lui aussi, décrit précédemment dans cette Revue et nous nous contenterons de le signaler. Ses performances sont cependant moins intéressantes que celles des montages précédents à moins de réaliser des réglages de réaction très précis et d'une instabilité dangereuse.

2.5. Application d'une contre-réaction supplémentaire aux montages précédents

La plupart des montages précédents ont un gain voisin de l'unité. Dans la grande majorité des cas, il suffit d'ailleurs que l'on ait un gain unité si l'on désire, avant tout, une grande impédance d'entrée.

On peut, dans ce cas, augmenter encore l'impédance d'entrée par une contre-réaction supplémentaire, comme l'indique la figure 6. Le premier amplificateur, A, est un abaisseur d'impédance de gain voisin de 1, par exemple le montage de la figure 4 ou celui de la figure 5*b*. Le second, A', a un gain en tension négatif et égal à $-G$, fournissant une tension de sortie $-S = -G\,u'$, u' étant la tension de sortie de A, que nous supposerons très voisine de sa tension d'entrée u.

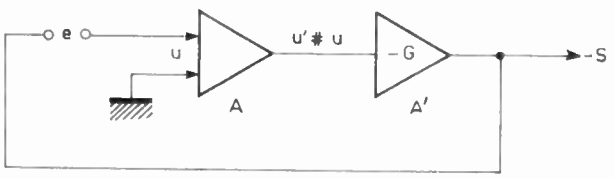


Fig. 6. — En partant d'un amplificateur A de gain en tension voisin de l'unité, on peut lui adjoindre un amplificateur A' de gain négatif et élevé en valeur absolue, et, par un bouclage de contre-réaction, augmenter encore l'impédance d'entrée du montage A.

La tension d'attaque, e, est alors appliquée entre la sortie de A' et l'entrée de A. On sait que, dans ces conditions, on augmente encore, pratiquement dans le rapport G, l'impédance d'entrée de A. Il faut, cependant, que les conditions de stabilité de boucle soient remplies pour que l'ensemble n'entre pas en oscillations.

On arrive donc ainsi à une impédance d'entrée d'une dizaine de mégohms ou plus.

3. Les montages à haute impédance à diodes

3.1. Modulation de fréquence

Le schéma de la figure 7 représente un oscillateur modulé en fréquence, suivi d'un discriminateur rudimentaire. L'oscillateur est réalisé au moyen du bobinage L_1 accordé par :

— les condensateurs C et kC en série

— le condensateur C_1 et la diode à capacité variable en série.

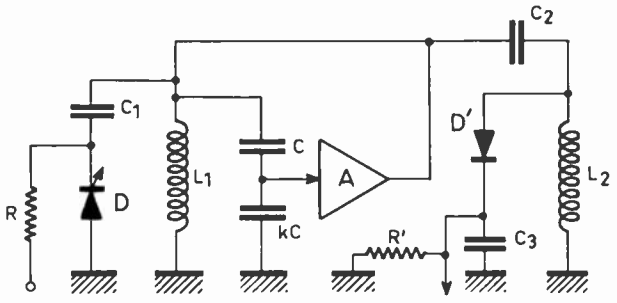


FIG. 7. — Montage à haute impédance d'entrée, utilisant une diode D à capacité variable qui peut modifier la fréquence d'un oscillateur. Ce dernier est constitué par le bobinage L_1 et l'amplificateur d'entretien A. En agissant sur la polarisation de la diode D on modifie la fréquence de l'oscillateur. On agit donc sur la tension aux bornes de L_2, le circuit oscillant L_2-C_2 étant accordé sur une fréquence légèrement différente de celle de l'oscillateur. La tension aux bornes de L_2, détectée par D' et filtrée, fournit la tension de sortie.

Le diviseur de tension capacitif $C-kC$, de petit rapport (k de l'ordre de 10 ou plus) permet d'envoyer, à l'entrée de l'amplificateur d'entretien A, une petite fraction de la tension d'oscillation qui apparaît aux bornes du circuit oscillant.

L'amplificateur A entretient l'oscillation et celle-ci a lieu à une fréquence qui dépend de la tension appliquée à travers R sur la cathode de la diode à capacité variable. Cette dernière est en série avec le condensateur C_1 qui a pour but :

— de permettre l'application de la tension de polarisation inverse à la diode ;

— de réduire l'amplitude H.F. aux bornes de la diode et éviter ainsi qu'elle ne soit débloquée au cours de chaque période d'oscillation.

La résistance R évite l'amortissement du circuit oscillant par l'impédance interne (qui peut être éventuellement faible) de la source qui attaque la résistance R.

Le discriminateur simplifié est constitué du circuit oscillant série C_2-L_2, accordé sur une fréquence un peu différente de celle de l'oscillateur. Suivant que cette dernière augmente ou diminue, la tension détectée par D' et C_3 augmente ou diminue.

Suivant que l'on a calé la fréquence d'accord de C_2-L_2 au dessus ou au dessous de celle de l'oscillateur, on peut obtenir une variation de tension de sortie dans le même sens que celle de la tension d'entrée, ou en sens inverse. C'est ce dernier réglage que nous utiliserons.

Comme la tension de commande est appliquée d'une part à un condensateur C_1 qui arrête parfaitement la composante continue et d'autre part à une diode à capacité variable constamment bloquée, le courant consommé à l'entrée est extrêmement faible.

Le gain en tension de ce montage peut être assez élevé en valeur absolue. Nous avons fait en sorte qu'il soit négatif pour pouvoir boucler l'ensemble en contre-réaction totale, ce qui est indispensable pour obtenir une linéarité acceptable.

Cette linéarité est faible dans le montage de la figure 7 en circuit ouvert, surtout en raison de la loi de modulation en fréquence par la diode à capacité variable. C'est la raison pour laquelle il serait inutile de réaliser un discriminateur amélioré, par exemple un Forster-Szekly, qui agirait peu sur la linéarité globale.

La contre-réaction totale que nous réalisons, comme dans le montage de la figure 6, augmente encore l'impédance d'entrée qui atteint facilement la centaine de mégohms et peut arriver à dix fois plus en choisissant bien la diode.

3.2. AMPLIFICATEUR PARAMÉTRIQUE

Le montage de la figure 8 utilise aussi la variation de capacité d'une diode polarisée dans le sens bloqué, en fonction de cette polarisation, mais il ne s'agit plus de modulation de fréquence.

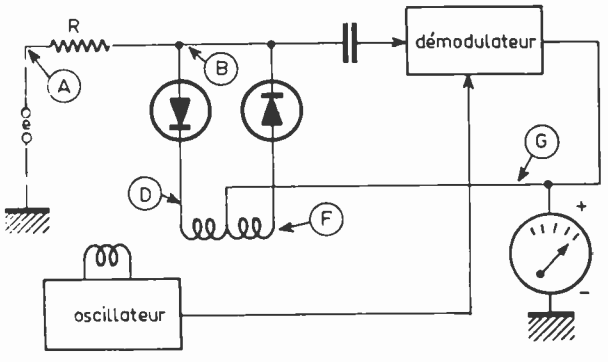


FIG. 8. — Amplificateur paramétrique à diodes à très haute impédance d'entrée. La tension d'entrée e est appliquée à l'ensemble des diodes, dont aucune ne devient conductrice mais dont la capacité, variant sous l'effet des tensions appliquées à leurs électrodes par l'oscillateur, provoquent l'apparition en (B) d'une tension alternative, en phase ou en opposition de phase avec celle de l'oscillateur suivant que le point (B) est positif ou négatif par rapport au point (G). La tension de sortie du démodulateur tend donc à amener la tension du point (G) à être la même que celle du point (B), c'est-à-dire à e et l'on peut alors mesurer cette tension sans consommer aucun courant en (A).

Supposons qu'une tension légèrement positive soit appliquée en e, elle tend donc à rendre positif par rapport à la masse le point (A), donc le point (B).

L'oscillateur envoie par induction deux faibles tensions H.F. en opposition de phase aux points (D) et (F). A aucun moment du cycle, les diodes D_1 et D_2 ne deviennent conductrices (il faut une certaine tension directe minimale pour rendre conductrice une diode au silicium). Mais, du fait de la tension positive en (B), en supposant que le potentiel de (G) soit celui de la masse, la variation de capacité de la diode D_1 au cours du cycle sera plus grande que celle de la diode D_2, puisque la première est plus proche de la conduction que l'autre. La capacité de cette diode sera aussi plus forte, ce qui fait que la composante alternative de tension apparaissant en (B) sera en phase avec la tension en (D).

Si e était négative, la tension apparaissant en (B) serait en phase avec la tension en (F).

Le démodulateur, recevant cette tension alternative en (B), préalablement amplifiée, ainsi qu'une tension de référence fournie par l'oscillateur, donnera en sortie une tension positive ou négative suivant que

la composante alternative en (*B*) est en phase ou en opposition de phase avec la référence fournie par l'alternateur.

Cette tension est appliquée au point milieu de l'enroulement d'excitation des diodes pour réaliser une contre-réaction totale et, si le gain du démodulateur est assez élevé, l'asservissement ainsi réalisé fait que le potentiel du point (*G*) suit presque exactement celui du point (*A*).

Dans d'autres réalisations du même type, on peut utiliser la variation de capacité des diodes au cours du cycle en commandant un asservissement par l'intermédiaire de l'harmonique 2 produit par cette variation.

De toutes façons, on a réalisé ainsi des systèmes dont l'impédance d'entrée peut dépasser la GΩ (10^9 Ω), même assez largement si les diodes sont de qualité adéquate.

On peut dire, pour conclure, que les montages à transistors classiques permettent de réaliser très facilement des impédances d'entrée de 1 MΩ et assez facilement de 10 MΩ ; les montages à diodes (modulation de fréquence ou amplificateur paramétrique à deux diodes) permettent de réaliser des impédances d'entrée allant à 10^9 ou 10^{10} Ω, même beaucoup plus dans certains cas, mais ils sont relativement complexes.

4. Les montages à haute impédance utilisant des dispositifs à effet de champ

4.1. Le transistor à effet de champ à jonction

Ce dispositif est, en majeure partie, né en France. Ce sont en effet les travaux de M. Teszner qui ont amené la réalisation des premiers « tecnetrons ».

Les possibilités technologiques limitées de l'époque ont fait que ces transistors n'ont eu qu'un développement assez limité. Les utilisateurs ne se sont pas adaptés à la nouvelle technique qui correspondait à des dispositifs d'une fiabilité assez limitée et d'un prix élevé, malgré une pente (transconductance) faible et une impédance d'entrée modeste, limitée par l'emploi du germanium.

C'est la technique « planar » qui a permis de reconsidérer la question. Ces dernières années, les transistors à effet de champ (que nous désignerons dans la suite par « TEC ») ont vu leur performances s'améliorer tandis que leurs prix diminuaient. On peut dire que 1966 est l'année où l'on va voir déboucher les TEC d'une façon très généralisée.

Dans la suite, nous désignerons par « TEC à jonction » le modèle dont l'électrode de commande n'est pas isolée et par « MOST » celui qui possède une couche de silice entre cette électrode et le canal où passent les charges.

4.1.1. *Technologie du TEC à jonction*

Pour réaliser un TEC à jonction, une technologie possible est indiquée sur la figure 9. On part d'un substrat de silicium *P* sur lequel est déposée une couche épitaxiale de silicium *N* (fig. 9*a*). Par photogravure dans la couche de silice formée sur la couche *N*, on ouvre des fenêtres par lesquelles on diffuse des zones *P*+ profondes, entourant la zone où sera situé le transistor proprement dit et constituant un caisson d'isolement, comme pour les circuits intégrés (fig. 9*b*).

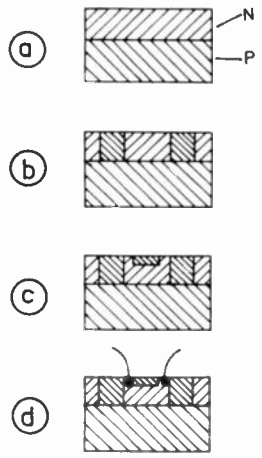


Fig. 9. — Pour réaliser un transistor à effet de champ à canal N, on part d'un substrat de silicium P sur lequel est déposée une couche épitaxiale de silicium N (*a*). On diffuse tout autour de la zone où sera le transistor un « caisson d'isolement » de type P qui rejoint le substrat (*b*). Une nouvelle diffusion P moins profonde permet d'obtenir un barreau qui, avec le substrat, constituera la grille du transistor (*c*). Deux diffusions N+ permettront de réaliser les prises de source et de drain (*d*).

On fait alors, par la même technique, une diffusion *P* moins profonde, ne rejoignant pas le substrat (fig. 9*c*) sous forme d'une barre. Cette barre, rejoignant le caisson sur le bord, est connectée électriquement au substrat ; c'est entre la barre et le substrat que se trouve la zone appelée « canal » (ici c'est un canal *N*), dans lequel les charges passeront.

Il reste à diffuser deux barres de type *N*+ de part et d'autre du canal pour assurer le passage des charges amenées à ces zones par deux fils fixés par thermocompression sur des zones métallisées, reliées à travers la couche de silice aux zones *N*+ (fig. 9*d*). On fait souvent, pour augmenter la largeur du canal, un barreau *P* tel que le représente la figure 10 (vue de dessus et non en coupe comme la figure 9), les zones *N*+ de prise de contact étant réalisées alors en deux peignes interdigités.

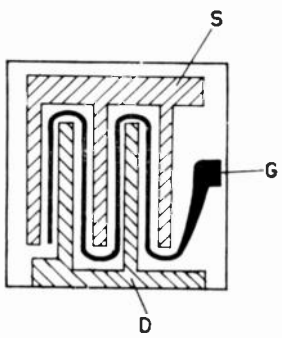


Fig. 10. — Pour élargir le canal du transistor à effet de champ, on réalise des connexions de source et de drain interdigitées entre lesquelles la grille passe d'un bout à l'autre (vue de dessus).

On peut encore augmenter l'efficacité de la commande du courant dans le canal si ce dernier est percé de nombreux trous par lesquels passent des barreaux de type *P* reliant la barre *P* supérieure au substrat *P* : c'est la structure du « Gridistor » (SESCO) dans lequel les charges passent à travers les barreaux en question, exactement comme les électrons d'un tube à vide passent entre les barreaux d'une grille.

C'est cette dernière structure qui a permis d'atteindre des pentes (transconductances) de 90 mA/V.

4.1.2. *Technologie du MOST*

Elle est, en principe, plus simple. On utilise une mince couche épitaxiale N, par exemple, sur un substrat P. Dans cette couche, on procède à deux diffusions $N+$ pour les prises de contact, comme dans le TEC à jonction, mais l'analogie s'arrête là.

En effet, dans le MOST, on dépose alors une couche de silice pure (et c'est là tout le secret de la qualité de ces éléments) sur laquelle est déposée l'électrode de commande, celle-ci étant métallique (fig. 11).

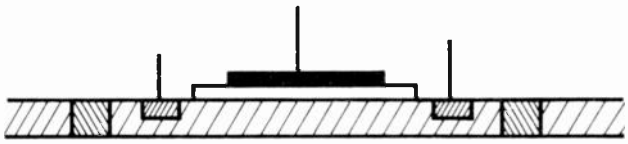


FIG. 11. — Dans le transistor M.O.S. (Métal Oxyde Semiconducteur), le champ est appliqué au canal par une électrode métallique à travers une couche de silice.

4.1.3. *Propriétés des TEC à jonction et des MOST*

Ces dispositifs sont très analogues aux tubes électroniques. Les électrodes connectées aux deux extrémités du canal s'appellent respectivement la « source » (correspondant à la cathode dans une triode à vide) et le « drain » (correspondant à l'anode dans la triode). Pour l'électrode de commande, nous la désignerons toujours sous le nom de « grille » car il nous semble inutile de la dénommer « gate ». Les noms de « source » et « drain » ne doivent pas être remplacés par « cathode » et « anode », car l'analogie que nous avons citée plus haut est, en quelque sorte, inversée si l'on utilise un TEC ou un MOST à canal P (il y en a beaucoup) dans lequel le « drain » doit être polarisé négativement par rapport à la « source ».

Le TEC à jonction fonctionne suivant le principe de la « déplétion » : en polarisant en inverse la jonction grille canal, on gêne le passage des porteurs majoritaires dans ce dernier, en créant une zone déserte qui s'écarte de plus en plus de la jonction au fur et à mesure que l'on parcourt le canal de la source vers le drain (fig. 12). En effet, dans le cas d'un TEC à canal N par exemple, le drain est positif par rapport à la source et la grille est négative par rapport à la source. Le potentiel du canal étant de plus en plus positif lorsque l'on va de la source vers le drain, le blocage de la jonction grille canal est d'autant plus prononcé que l'on va davantage vers le drain.

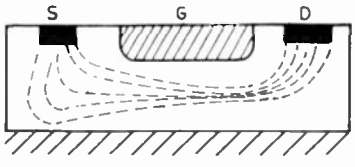


FIG. 12. — Dans le transistor à effet de champ classique, la polarisation inverse grille-canal croît quand on va de la source vers le drain : dans la vue en coupe, on voit que la zone déserte au voisinage de la jonction est plus importante dans la zone du drain. La partie du canal où passent les charges (porteurs majoritaires) se rétrécit de la source vers le drain.

C'est la raison pour laquelle, même avec la grille au potentiel de la source, le courant drain arrive rapidement à une valeur limite quand on augmente la tension drain-source. Cette valeur limite, appellée I_{DSS}, est atteinte lorsque la tension drain-source dépasse la valeur V_p, deuxième valeur caractéristique du TEC.

Quand on trace le réseau de Kellog du TEC (fig. 13), on voit que, pour une polarisation négative de la grille par rapport à la source (toujours en supposant un TEC à canal N), par exemple pour $V_{GS} = -1$ V, le courant maximal de drain, atteint à partir d'une tension drain source égale à $V_p - 1$, est plus faible que I_{DSS} : la différence traduit la transconductance, ou pente, du TEC entre 0 et -1 V de tension grille-source.

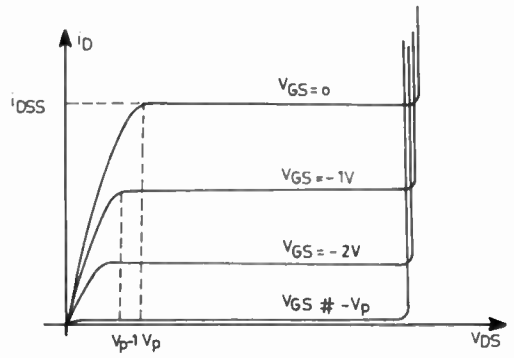


FIG. 13. — Réseau de Kellog d'un transistor à effet de champ, montrant la variation du courant drain en fonction de la tension drain-source pour différentes valeurs de la polarisation grille-source.

Cette pente est à peu près la valeur maximale que l'on trouvera (la valeur maximale serait la pente pour une tension grille source nulle et non sa valeur moyenne entre 0 et -1 V) et l'on peut démontrer que la résistance dynamique drain-source pour une tension drain-source nulle et une polarisation grille-source également nulle est égale à l'inverse de la pente maximale s_0.

Si l'on trace la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ (fig. 14), on voit qu'elle a une forme sensiblement parabolique. En première approximation, on peut dire que l'on a :

$$I_D = I_{DSS}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 . \qquad (4)$$

La valeur V_p qui figure ci-dessus est celle dont nous avons déjà parlé ; c'est donc la tension de blocage, correspondant à la valeur de la tension de « cut-off » d'un tube électronique.

Si la loi ci-dessus était rigoureusement exacte, la valeur de V_0, que l'on trouve en prolongeant la tangente à la courbe à son point le plus haut jusqu'à l'axe des V_{GS}, serait exactement la moitié de V_p. En réalité, il y a un rapport voisin de 2,4 entre V_p et V_0.

Comme on commande le courant dans le canal par action sur une jonction bloquée, le courant de l'électrode de commande est extrêmement faible : une valeur de l'ordre du nanoampère est un maximum et l'on trouve souvent le dixième, voire le centième de cette valeur. Comme, en outre, ce courant de fuite est presque indépendant de la tension grille-source, sa variation presque nulle correspond à une impédance dynamique d'entrée encore supérieure à la résistance apparente.

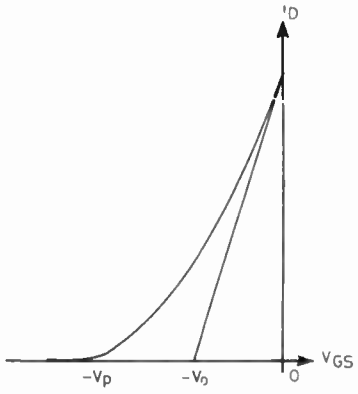


FIG. 14. — Si l'on trace la caractéristique donnant, dans un transistor à effet de champ, le courant drain en fonction de la tension grille-source (caractéristique pratiquement indépendante de la tension drain-source), on voit que le courant drain s'annulle pour une valeur $-V_p$ de la polarisation de grille. Cette valeur est voisine du double de la tension $-V_0$ correspondant au point d'intersection de l'axe des V_{GS} et de la tangente à la courbe au point de polarisation nulle.

Dans le MOST, on peut fonctionner, comme pour le TEC à jonction, par déplétion, mais aussi par enrichissement : le champ électrique entre grille et canal provoque un enrichissement de ce dernier en porteurs majoritaires ce qui augmente la valeur du courant drain.

Alors que, dans le TEC à jonction, la grille est le siège d'un courant important quand on la polarise positivement par rapport à la source (toujours dans le cas du TEC à canal *N*), la grille du MOST ne laisse jamais passer le moindre courant, à part le courant de fuite, quelle que soit sa polarité par rapport à la source. C'est là une propriété qui distingue totalement les MOST des tubes électroniques.

L'isolement de la grille du MOST est très supérieur à celui de la grille du TEC à jonction : il pourrait atteindre 10^{15} Ω, mais, le plus souvent, on ne dépasse guère 10^{13} Ω, ceci étant dû surtout aux fuites du boîtier.

L'inconvénient fondamental du MOST est sa fragilité aux tensions de grille : au delà de 50 V (100 V pour certains types) de tension grille source ou grille drain, il y a claquage de la couche de silice et destruction du dispositif. Or, comme cette grille est parfaitement isolée et qu'elle présente, par rapport aux autres électrodes, une capacité de 5 pF ou moins, la moindre action électrostatique aboutit à la création de la différence de potentiel de 50 V ou plus. L'utilisation des MOST nécessite des précautions « de maniaque » (mise à la masse du fer à souder, du châssis sur lequel on travaille, du boîtier du MOST, de l'opérateur, court-circuit des électrodes du MOST par une bande métallique jusqu'à ce que tout soit en position) qui allongent notablement les manipulations.

Signalons pour terminer, car nous n'utiliserons pas ces particularités des TEC et MOST, que ces dispositifs présentent les propriétés suivantes :

— absence complète de toute tension « d'offset » quand on les utilise en modulateurs tout ou rien ;

— très faible facteur de bruit (2 dB dans la gamme des fréquences BF et RF jusqu'à 50 MHz, même à 200 et 500 MHz pour certains types) pour des impédances de source supérieures à 10 kΩ ;

— possibilité de réaliser une « résistance variable », commandée par une tension, entre source et drain ;

— coefficient de température variable en fonction du courant drain et rigoureusement nul pour une certaine valeur i_0 de ce courant, comme le montre la figure 15, où la courbe en trait plein est valable pour une température de 25 °C et la courbe en pointillé se rapporte à 60 °C.

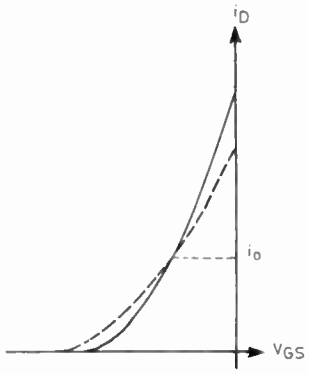


FIG. 15. — Si l'on trace la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$ à 25 °C (trait plein) et à 60 °C (trait pointillé) on voit que ces caractéristiques se coupent en un point. Pour ce courant drain i_0, la température n'influe pas sur le courant drain, ce qui est un grand avantage du transistor à effet de champ.

4.2. Le TEC en amplificateur à source commune

Quand on désire amplifier un signal avec un étage de très grande impédance d'entrée, on peut monter un TEC comme l'indique la figure 16. Dans les différents montages de cette figure, la source est commune à l'entrée et à la sortie, c'est le montage à « source commune », correspondant au montage conventionnel des tubes électroniques à cathode commune (ou cathode à la masse).

Pour amplifier correctement un signal sans distorsion, et pour que la grille reste négative par rapport à la source (nous supposerons toujours, sauf spécification du contraire, qu'il s'agit de TEC à canal *N*), il faut une polarisation négative de grille. On peut réaliser cette polarisation, comme en 16 *a*, par une source en série avec la source à amplifier. On peut également la réaliser par la source, exactement comme on le fait dans les tubes électroniques (fig. 16 *b*) ou en utilisant un circuit de liaison *C-R* pour attaquer la grille (fig. 16 *c*).

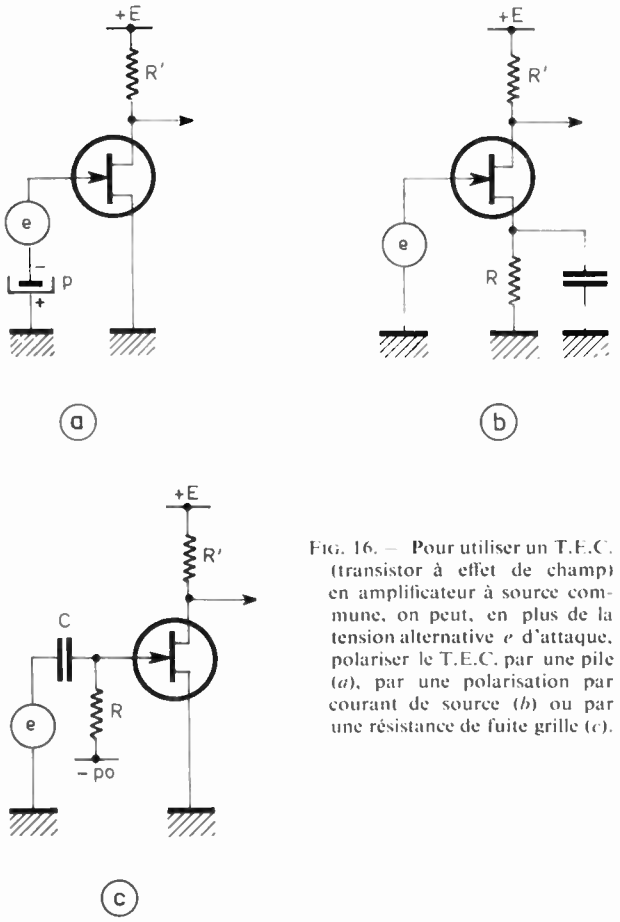


FIG. 16. — Pour utiliser un T.E.C. (transistor à effet de champ) en amplificateur à source commune, on peut, en plus de la tension alternative e d'attaque, polariser le T.E.C. par une pile (*a*), par une polarisation par courant de source (*b*) ou par une résistance de fuite grille (*c*).

Pour certains TEC, la pente est relativement faible et l'on a intérêt, si l'on veut réaliser un gain en tension élevé, à amplifier le courant drain (ou source) du TEC par un transistor à deux jonctions classique. On améliore encore les résultats en retranchant du courant drain du TEC un courant constant, et en n'envoyant à la base du transistor à jonctions que la différence (dont la variation relative est plus élevée), comme le montrent les schémas de la figure 17. En (*a*), le TEC est polarisé par une source $-p$ indépendante, comme sur la figure 16 *c*. La diode Zener Z maintient l'émetteur de T_2 à un potentiel égal à $E-V_Z$, V_Z étant la tension aux bornes de la diode. La base de T_2 est à un potentiel très proche de $E-V_Z$ ce qui assure le passage d'un courant constant, pratiquement égal à :

$$i_0 = V_Z/R_1$$

dans la résistance R_1.

Le courant drain de T_1 est un peu supérieur à i_0, la différence étant fournie par le courant base de T_2.

Le montage de la figure 17 (*b*) est très indiqué pour l'amplification des tensions alternatives. Il comporte une stabilisation automatique de la polarisation du TEC T_1 par la source. Cette polarisation est obtenue en intégrant par le circuit R_4-C une partie de la composante continue de la tension de sortie. Si celle-ci avait tendance à augmenter, la polarisation continue de la source en ferait autant, diminuant le courant drain de T_1, donc le courant base de T_2, ce qui lutterait contre l'augmentation de la tension de sortie.

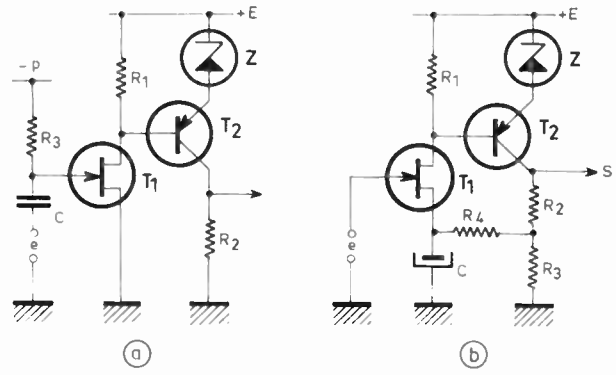


FIG. 17. — On a souvent intérêt à amplifier le courant drain d'un T.E.C. par un transistor classique à deux jonctions, soit en polarisant le T.E.C. par une résistance de fuite de grille (*a*) ou sous forme d'une polarisation automatique comme en (*b*). Dans les deux cas, la résistance R_1, aux bornes de laquelle la tension est pratiquement constante et égale à la tension de la diode Zener, envoie au drain un courant constant et c'est seulement la différence entre le courant drain et ce courant constant qui est appliquée à la base du transistor T_2.

Il est relativement rare que l'on cherche à réaliser un grand gain en tension dans un amplificateur à haute impédance d'entrée, on cherche plutôt un gain en courant élevé et un gain en tension voisin de l'unité.

4.3. Le TEC en amplificateur à drain commun

On arrivera à un gain en tension voisin de l'unité par le montage de la figure 18 *a*. Il s'agit d'une transposition directe du classique « cathode follower » à tube électronique. Comme dans ce dernier, le gain en tension est égal à :

$$G = \frac{Rs}{1+Rs} \qquad (5)$$

dans lequel R est la résistance source-masse et s la pente du TEC.

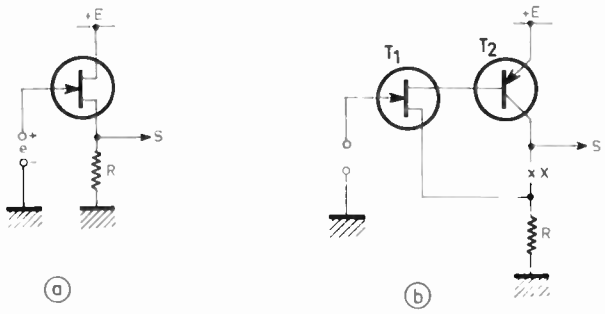


FIG. 18. — Pour obtenir avec un T.E.C. un montage abaisseur d'impédance de gain unité, on peut le monter en « drain commun » (ou « sourçodyne ») comme en (*a*), mais le gain est nettement inférieur à l'unité. On peut également monter le T.E.C. dans un amplificateur à deux étages à contre-réaction partielle (totale avec $X = 0$) comme en (*b*), le gain étant alors beaucoup plus proche de l'unité.

Si nous réalisons un tel montage, par exemple, avec un « gridistor » de type 2G2 (SESCO) de 3 mA/V de pente et une résistance R de 1 kΩ, le gain sera de 3/4.

Pour nous approcher plus près du gain unité, sans avoir besoin d'une résistance R élevée qui nécessiterait, pour conserver la pente du TEC, une tension de sortie à composante continue élevée, on peut utiliser le montage de la figure 18 *b* qui est une transposition au cas du TEC du montage représenté sur la figure 5. Si l'on ne met aucune résistance au point marqué X, le gain en tension obtenu est très proche de l'unité (on arrive facilement à 0,99) même avec un TEC de pente modérée.

Un autre avantage de ce montage est sa faible impédance de sortie. Le montage de la figure 18 *a* avait une impédance de sortie égale à $1/s$ en parallèle avec R ; celui de la figure 18 *b* a une impédance de sortie égale à $1/s\beta$ en parallèle avec R, β désignant le gain dynamique en courant du transistor T_2. Fait intéressant à signaler : l'impédance de sortie des deux montages de la figure 18 ne dépend pas du tout de l'impédance d'attaque (impédance interne de la source qui attaque l'entrée), contrairement au cas des montages à transistors à jonctions, du type de celui de la figure 5.

On peut évidemment monter un TEC en amplificateur à grille à la masse, mais ce montage ne présente aucun intérêt sauf pour les étages RF.

4.4. Multivibrateurs astables à TEC

Il peut sembler inutile d'utiliser des TEC dans des montages de commutation. En fait, ils y sont cependant fort intéressants car ils permettent d'utiliser des constantes de temps de liaison très longues sans avoir à augmenter abusivement la capacité des condensateurs.

Le montage de la figure 19 est la transposition directe aux TEC du multivibrateur d'Abraham et et Bloch. Les deux transistors à jonctions T_1 et T_2 en montage Darlington servent uniquement à commander l'ampoule à incandescence A.

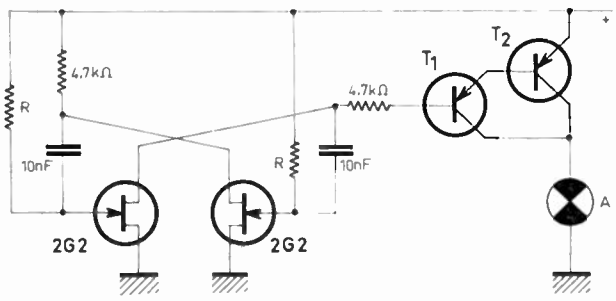


Fig. 19. — Exemple de réalisation d'un multivibrateur astable, type Abraham et Bloch, avec deux T.E.C. du type « Gridistor » et deux transistors à jonction pour commander une ampoule à incandescence A. Malgré la capacité très faible des deux condensateurs, on peut arriver à une période de plus de 2 s, en utilisant des résistances R de plus de 1 GΩ, ce que les T.E.C. permettent.

Dans un tel multivibrateur, on peut parfaitement utiliser des résistances de grille d'une valeur atteignant et même dépassant le GΩ (ou 10^9 Ω). Dans ces conditions, avec deux condensateurs de 10 nF comme indiqué sur le schéma, on arrive, malgré la faible valeur des capacités, à réaliser une période totale de plus de 2 s.

Voulant réaliser un multivibrateur assez dissymétrique, nous avons essayé le montage de la figure 20 utilisant un TEC (un gridistor 2G2) et un transistor à jonction classiques (un 2N1613). Lors d'un premier essai, avec une valeur assez élevée de la constante

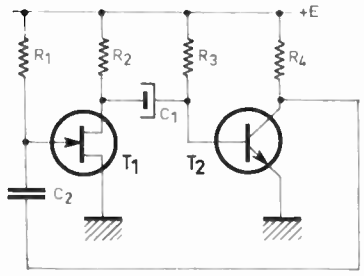


Fig. 20. — Multivibrateur astable dans lequel un seul des transistors est un T.E.C. Il ne fonctionne que si les constantes de temps C_1 R_3 et C_2 R_1 ne sont pas trop différentes. Exemple de réalisation : T_1 = gridistor 2G2, T_2 = 2N1613, R_1 = 1 GΩ, R_2 = 1 kΩ, R_3 = 47 kΩ, R_4 = 2,2 kΩ, C_1 = 47 µF 12 V tantale, C_2 = 470 pF.

de temps C_1 R_3 (elle était du même ordre de grandeur que la constante de temps C_2 R_1), le fonctionnement a été satisfaisant. Voulant augmenter la dissymétrie, nous avons fortement augmenté la résistance R_1 et l'oscillation a cessé. Le TEC n'était pas en cause, la raison était facile à trouver : si la constante de temps C_2 R_1 est grande, lorsque le potentiel de la grille de T_1 remonte, il le fait lentement. Le déblocage de T_1 est donc lent, de même que la descente du potentiel de son drain. Si la constante de temps correspondant au produit de C_1 par l'impédance d'entrée de T_2 (faible, puisque T_2 est saturé) est petite, il peut arriver que la diminution du potentiel de drain de T_1 ne provoque pas une diminution suffisante du courant base de T_2 pour amorcer un processus cumulatif. Une fois T_1 débloqué, le système s'arrête.

Pour arriver cependant à une forte dissymétrie en utilisant un seul TEC, nous avons conçu le circuit de la figure 21. Le couplage entre le TEC T_1 et le transistor à jonctions T_2 est continu, et, si lent que

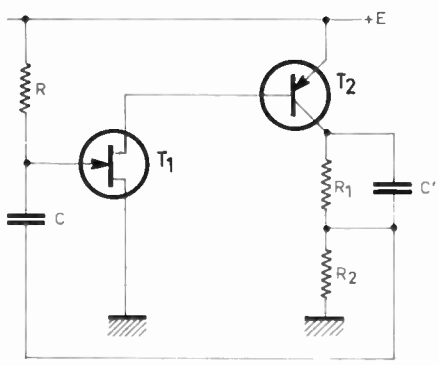


Fig. 21. — Type de multivibrateur permettant un rapport cyclique très différent de l'unité : au déblocage de T_1 et de T_2, la totalité de la transition apparaissant sur le collecteur de T_2 est transmise à la grille de T_1 par C', puis, C' se déchargeant dans R_1 et R_2, le processus cumulatif s'amorce en sens inverse et les deux transistors se rebloquent. Exemple de réalisation : T_1 = gridistor 2G2, T_2 = 2N525, R_1 = R_2 = 680 Ω, C' = 10 nF, C = 10 nF, R supérieure à 100 MΩ.

soit le déblocage de T_1 (qui provoque celui de T_2), le potentiel de l'armature inférieure de C s'élève au moins autant que celui du point commun de R_1 et de R_2. Si, par exemple, $R_1 = R_2$, si lent que soit le déblocage de T_2, le potentiel de l'armature inférieure de C monte au moins autant que la moitié de celui du collecteur de T_2.

Ce couplage restreint est suffisant pour amorcer le processus cumulatif et le déblocage des deux transistors devient alors très rapide. Le condensateur C' entre alors en jeu, transmettant au point commun de R_1 et R_2 une composante supérieure à la moitié de celle qui apparaît sur le collecteur de T_2.

Il en résulte que le potentiel de l'armature inférieure de C se trouve momentanément porté à une valeur assez élevée, puis diminue quand C' se décharge dans le pont R_1 R_2.

Cette diminution amorce un processus cumulatif en sens inverse, qui se traduit par le reblocage des deux transistors.

On peut ainsi obtenir des signaux de très haute dissymétrie, surtout en augmentant la résistance R.

4.5. Monostables à TEC

On met encore à profit la très grande impédance d'entrée des TEC pour réaliser un monostable à très grande période. Celui de la figure 22 est un exemple de réalisation. Le couplage du TEC et du transistor T_3 est tout à fait analogue à celui que l'on trouve sur la figure 21. L'état normal du montage est celui où T_1 et T_3 sont débloqués. Normalement, T_2 est saturé, un courant partant de sa base vers la masse à travers R_2.

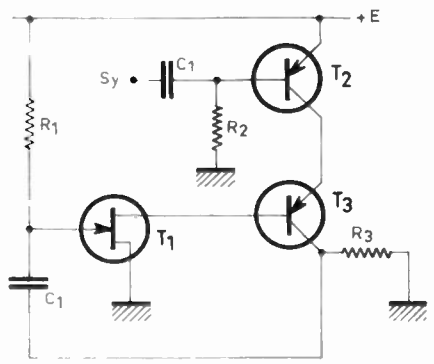


Fig. 22. — Monostable à T.E.C. le transistor T_2 est normalement conducteur, ainsi que T_1 et T_3. Une impulsion positive appliquée en *Sy* bloque les trois transistors pendant un temps qui dépend de la constante de temps $R_1 C_2$. Exemple de réalisation : T_1 = gridistor 2G2, $T_2 = T_3$ = 2N525, R_1 supérieure à 1 MΩ, R_2 = 33 kΩ, R_3 = 1,5 kΩ, C_1 = 100 nF, C_2 selon période.

Envoyons une impulsion positive en *Sy* : elle va diminuer momentanément le courant de T_2, donc celui de T_3, ce qui amorce le processus cumulatif de blocage de T_1 et de T_3.

Ce blocage persiste tant que le courant qui décharge C_2 à travers R_1 n'a pas débloqué le TEC, amorçant le processus cumulatif de déblocage.

Avec une résistance R_1 de 10^{10} Ω et un condensateur C_2 de 1 μF, nous avons obtenu une période de près de deux heures. Bien entendu, comme chaque fois que l'on manipule des résistances aussi élevées, il faut prendre des précautions pour éviter l'effet des fuites. En particulier, il faut protéger les parties critiques du montage contre l'action de l'humidité atmosphérique.

4.6. Bistables à TEC

On peut facilement réaliser avec deux TEC un bistable du type « Eccles-Jordan » et le fonctionnement est bon ; mais une telle réalisation offre peu d'intérêt car on ne se sert pas vraiment de la grande impédance des TEC.

En revanche, il est fort intéressant d'utiliser des TEC pour réaliser un Trigger de Schmitt ; en effet, un tel montage se commande par la tension grille du TEC et il est alors possible de réaliser cette commande au moyen d'une source qui ne peut débiter aucun courant. En particulier, on réalisera ainsi un système détectant le dépassement d'une intensité donnée, même si cette valeur est aussi faible que le nanoampère ou moins. Il suffira, pour cela, de faire passer le courant à surveiller dans une résistance de très forte valeur et de commander le Trigger de Schmitt sur la base du TEC par la tension obtenue aux bornes de cette résistance.

Pour la réalisation du Trigger de Schmitt, on peut utiliser un seul TEC, comme le montre le schéma de la figure 23. Les transistors T_2 et T_3 forment un amplificateur symétrique du type « L.T.P. » dans lequel le courant total des deux transistors, fourni aux émetteurs par la résistance R, est pratiquement constant. Les bases sont polarisées par les diviseurs de tension R_1 - R_2 et R_3 - R_4, cette polarisation pouvant être ajustée par le potentiomètre P. On la règle de telle façon que, quand le TEC est bloqué, le courant dans T_2 soit presque nul, alors que celui qui traverse T_3 est presque maximal. Ce courant, passant dans R_5, polarise positivement la source du TEC.

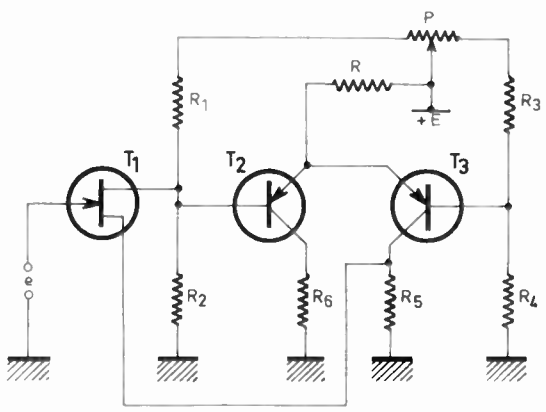


Fig. 23. — Trigger de Schmitt à T.E.C. utilisant une réaction positive sur la source du T.E.C. par l'intermédiaire d'un amplificateur symétrique réalisé par T_2 et T_3. Exemple de réalisation : T_1 = gridistor 2G2, $T_2 = T_3$ = 2N525, P = 1 kΩ, R_1 = 2,2 kΩ, R_2 = 2,7 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 2,7 kΩ, $R_5 = R_6$ = 470 Ω, R = 470 Ω.

Augmentons maintenant le potentiel e de la grille du TEC : le courant drain-source commamce à passer dans ce dernier, et il en résulte un abaissement du potentiel de la base de T_2. Le courant qui passe dans T_2 augmente donc, faiiant diminuer celuui qui passe dans T_3 et, par conséquent, le potentiel positif de la source du TEC. Quand cette réaction positive devient telle que le gain de boucle soit supérieur à l'unité, le processus devient cumulatif, le système bascule et T_3 se bloque.

Si l'on fait maintenant diminuer le potentiel e de la grille du TEC, le rebasculement aura lieu pour une autre valeur de e : nous trouvons là une sorte d'« hystérésis » caractéristique du Trigger de Schmitt.

Si le choix des valeurs est bon, le TEC n'aura jamais de courant grille, celle-ci restant toujours à un potentiel inférieur à celui de la source, ou, s'il est supérieur à ce dernier, suffisamment proche du potentiel de source pour que le courant grille ne passe pas.

Signalons que ce dernier problème ne se pose pas si l'on remplace le TEC à jonction par un transistor M.O.S. qui n'a jamais de courant grille.

4.7. Détecteur de proximité à TEC

La figure 24 indique la réalisation d'un détecteur de proximité, utilisant cette fois un TEC à canal P, du type 2N3278 (SGS-Fairchild). En fonctionnement normal, le TEC est conducteur et le courant qui passe de sa source (en bas) à son drain (en haut), puisque c'est un modèle à canal P, amène le transistor 2N525 à la saturation. Le transistor de puissance 2N554 est alors bloqué et l'ampoule placée dans son collecteur est éteinte.

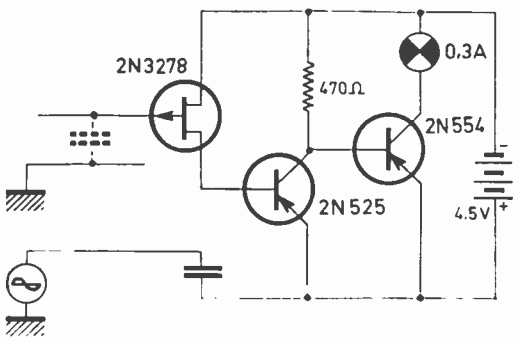


Fig. 24. — Détecteur de proximité utilisant la tension développée sur la grille du T.E.C. (qui est ici un modèle à canal P) par « détection grille » quand un corps quelconque réalise un condensateur (en pointillé) entre la grille et la terre, la « masse » du montage étant reliée au pôle du secteur non relié au neutre. En temps normal, le 2N525 est saturé et le 2N554 est bloqué, éteignant l'ampoule. Une tension positive apparaissant sur la grille du T.E.C. allume l'ampoule en bloquant le 2N525.

Par un petit condensateur, on a relié l'ensemble du montage à un fil du réseau alternatif non relié au neutre (la tension correspondante par rapport à la terre est représentée sous forme d'un générateur en bas et à gauche de la figure).

Supposons que l'on approche de la connexion de grille du TEC un objet relié, plus ou moins directement, à la terre : par la capacité existant entre la connexion de grille et l'objet relié à la terre (capacité représentée en pointillé sur la figure), la tension alternative peut faire circuler un courant alternatif qui se referme par la terre.

La tension alternative correspondante, appliquée à la grille du TEC, se trouve détectée par la jonction grille-source de ce dernier, exactement comme fonctionnait la « détection grille », bien connue des utilisateurs de tubes électroniques à vide.

Il en résulte une diminution du courant moyen du TEC, le 2N525 n'est plus saturé et le 2N554 se débloque, allumant l'ampoule.

4.8. Circuits à transistors M.O.S.

Ce que nous avons dit des transistors du type TEC à jonction s'applique dans certains cas aux transistors M.O.S. mais pas toujours.

Les amplificateurs des figures 16, 17 et 18 peuvent parfaitement se réaliser avec des transistors M.O.S. : l'impédance d'entrée s'en trouve encore augmentée et il convient seulement de prendre les précautions usuelles contre la destruction du M.O.S. par tension excessive sur la grille.

En revanche, les multivibrateurs des figures 19, 20 et 21 ne peuvent pas fonctionner avec un transistor M.O.S. : leur fonctionnement suppose, à un moment de la période, la conduction de la jonction grille-source, exactement comme dans les multivibrateurs à tubes électroniques où les courants grille des tubes jouent un rôle essentiel.

Bien entendu, on peut, avec un M.O.S. à déplétion pour lequel la grille est toujours polarisée négativement par rapport à la source (dans le cas du M.O.S. à canal N), obtenir l'équivalent approximatif d'un TEC à jonction en shuntant l'espace grille-source par une diode. Cette dernière est bloquée en fonctionnement normal et n'intervient que lorsque la grille est polarisée en sens inverse. Mais, même avec une diode exceptionnelle, on diminue de plusieurs ordres de magnitude l'isolement de la grille du M.O.S.

Le monostable de la figure 22 ne se prête pas non plus au remplacement du TEC à jonction par un transistor M.O.S. ; mais il y a peu de modifications à lui apporter pour pouvoir l'adapter à l'emploi d'un transistor M.O.S. : la figure 25 indique une solution possible.

Le transistor M.O.S. T_1 est du modèle à canal N (dans notre essai, il s'agissait d'un « statistor » C.S.F.).

La résistance R_3 est ajustée de façon telle que, lorsque le contact K est à sa position inférieure (en trait plein) et X_X que T_1 se trouve donc non polarisé, le transistor T_2 ne soit pas tout à fait saturé, compte tenu de la valeur de sa charge collecteur R_2+R_1.

Quand on bascule K en l'amenant sur sa position « repos » (en pointillé), le fait de court-circuiter R_2 amène, puisque T_2 n'est pas saturé, une légère diminution du potentiel de son collecteur (R_2 est petite par rapport à R_1). Cette diminution amorce un proces-

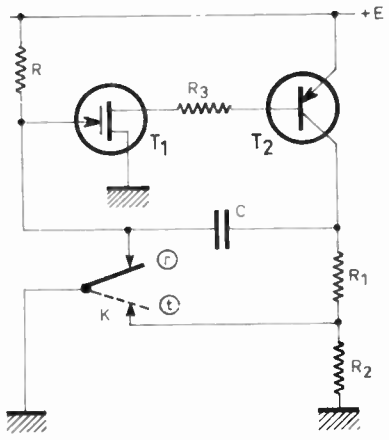


FIG. 25. — Pour réaliser un monostable à transistor M.O.S.T., on ne peut plus compter sur le passage de courant dans la jonction grille-base. On amorce alors le basculement par la manœuvre du contact K de la position (r) (repos) à la position (t) (travail). Comme, au repos, T_2 est conducteur mais non saturé, le basculement s'amorce par diminution de son courant collecteur et le montage rebascule au bout d'un temps qui dépend de la constante de temps RC. Exemple de réalisation : T_1 = « statistor C.S.F. », T_2 = 2N525, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 470 Ω, R_3 = 2,2 kΩ (ajuster pour que T_2 ne soit pas saturé au repos).

sus cumulatif qui amène les deux transistors au blocage.

Ce blocage dure tant que le courant passant par R n'a pas amené, en déchargeant C, la grille de T_1 à un potentiel suffisamment proche de zéro pour que T_1 se débloque. A ce moment le processus cumulatif inverse s'amorce et les deux transistors se re-débloquent.

Pour faire fonctionner le système à nouveau, il faut d'abord remettre K en position « travail », ce qui ne doit se faire qu'après le déblocage des deux transistors (sinon, on provoquerait ce déblocage d'une manière anticipée). On peut éliminer cette sujétion en remplaçant K par un relais commandé par le courant de T_2, le bobinage de ce relais pouvant être court-circuité par un poussoir.

On voit que le fait d'utiliser un transistor M.O.S. complique passablement certains montages ; en revanche, on peut ainsi compter sur un isolement de grille bien plus élevé.

Comme nous l'avons dit plus haut, le remplacement du TEC à jonction par un transistor M.O.S. dans le Trigger de Schmitt de la figure 23 ne fait qu'améliorer les performances du montage.

Comme le fonctionnement du détecteur de proximité de la figure 24 est fondé sur la détection grille dans le TEC, on ne peut remplacer, dans ce montage, le TEC par un transistor M.O.S.

5. Conclusion

Au terme de cette très longue étude, nous pouvons dégager quelques conclusions.

D'abord, on voit que les TEC apportent des solutions très élégantes à de nombreux problèmes que les transistors à jonctions ne résolvent qu'approximativement. Ces derniers transistors permettent bien, par des montages appropriés, de réaliser sans difficulté des impédances allant jusqu'à 10 MΩ et même un peu plus, mais on ne dépasse les 100 MΩ, en composants n'utilisant pas l'effet de champ, qu'avec des montages relativement complexes à diodes.

Indépendamment de leurs autres qualités, nous n'avons examiné les TEC que du point de vue de leurs applications aux montages à haute impédance. Les TEC à jonction, désormais parfaitement au point, permettent facilement les réalisations dans lesquelles les impédances d'entrée atteignent 10^{10} ou 10^{11} Ω.

Si l'on veut faire de la véritable électrométrie, avec des impédances de 10^{14} Ω ou plus, il faut alors faire appel aux transistors M.O.S. Il convient toutefois de faire des réserves, dans l'état actuel de la technologie de ces dispositifs, sur leur fiabilité, leur résistance réduite aux rayonnements nucléaires et surtout leur fragilité. En outre, certains montages de commutation ne sont pas faciles à réaliser avec les transistors M.O.S. dans lesquels il n'y a jamais de conduction grille-source, contrairement aux TEC qui, à cet égard, se comportent exactement comme des tubes électroniques à vide.

Le Docteur LEE, directeur de la Société Américaine SILICONIX, disait dans une conférence récente que, dans les trois ans qui viennent, les TEC et M.O.S. seraient utilisés dans près de 30 % des étages à faible niveau. Il est certain que leur avenir est brillant.

Au moment où la technique des transistors à jonctions commençait à se stabiliser légèrement, l'arrivée de ces nouveaux dispositifs est une preuve supplémentaire de la vitalité de l'électronique. Devoir s'habituer sans cesse à des éléments nouveaux est une des servitudes du métier de l'électronicien, mais il est hors de doute que c'est là que réside sa grandeur.

6. Remerciements

L'auteur remercie tous ceux qui l'ont aidé pour cette étude, en particulier la Société S.E.S.C.O. ainsi que les Sociétés S.G.S.-Fairchild et C.S.F. qui lui ont fourni des échantillons de TEC et de M.O.S. Il remercie également le Docteur LEE pour les informations qu'il a aimablement communiquées.

N. B. — Les informations et schémas communiqués dans cette étude sont données sans garantie quant à leur protection par des brevets.

L'ENREGISTREMENT DES FRÉQUENCES de 0 à 1000 Hz SUR SUPPORT BON MARCHÉ

PAR

J. PÉRILHOU, M. AUPHAN et D. TAUPIN

Société Massiot Philips

1. Raisons de l'enregistrement

C'est un fait d'expérience, l'enregistrement des phénomènes est indispensable pour suppléer la mémoire de l'observateur. L'enregistrement, jadis limité aux activités de recherches et de laboratoire, tend de plus en plus à s'étendre dans les domaines de routine industrielle, soit pour surveiller l'évolution d'une installation, soit parfois même pour répartir, en cas d'accident, les diverses responsabilités à l'aide des documents enregistrés. Ceci est spécialement valable quand les phénomènes en question s'étendent sur un grand laps de temps et sont en grand nombre, ce qui est une tendance dans tous les domaines et particulièrement dans les domaines où le phénomène essentiel étant peu accessible, on est réduit à enregistrer les phénomènes connexes. Un exemple caractéristique peut en être donné dans le domaine électromédical.

En effet il est, sauf cas exceptionnel, peu souhaitable d'aller capter directement sur l'organe à étudier, en général vital et fragile, le phénomène intéressant. On se contente d'en récolter des effets secondaires à la surface de la peau du patient, effets qui n'ont souvent qu'un rapport lointain avec le phénomène essentiel, présent au sein de l'organisme. On multiplie donc les mesures afin de tirer de l'allure des divers phénomènes secondaires enregistrés des lois permettant de déceler le phénomène fondamental.

Pour rendre ceci plus évident, nous prendrons l'exemple de l'électro-encéphalogramme ou enregistrement de phénomènes électriques issus du cerveau. Sauf dans les cas rares où l'on accepte de faire pénétrer des électrodes dans la matière cérébrale, on se contente d'appliquer des électrodes en différents endroits de la peau du crâne du patient.

L'examen des enregistrements des signaux électriques issus de ces différentes électrodes montre des courbes qui, pour un œil non exercé, ont souvent des allures aléatoires, mais qui, en fait, présentent certains aspects de pseudo-périodicité et se manifestent aussi sous forme de « piques » caractéristiques. C'est ainsi qu'un observateur entraîné peut déceler, par comparaison de différentes courbes, si le patient est sujet ou non à l'épilepsie, même sans crise apparente.

Des exemples nombreux pourraient de même être relevés dans d'autres disciplines.

Il en résulte qu'en face des besoins croissants de l'enregistrement, les problèmes posés ont, depuis environ 10 ans, reçu un certain nombre de solutions, parfois d'origine très diverse. C'est ce qui nous a amené à examiner cette question, à essayer d'en définir les contours et à considérer les réalisations proposées en effectuant un classement des méthodes et une critique des résultats obtenus.

2. Pose du problème

Afin d'en circonscrire les éléments, nous allons au préalable passer en revue les paramètres essentiels y intervenant.

2.1. Nature des signaux à enregistrer

Ces signaux, provenant des différents types de capteurs utilisés, ont souvent des tensions de l'ordre du millivolt ou moins. Les impédances sont évidemment très variables suivant que le capteur est du type inductif ou capacitif. Il en est de même du niveau des signaux engendrés.

Quoi qu'il en soit, le problème de l'amplification

de tels signaux ayant une composante continue n'entre pas dans le cadre de l'enregistrement proprement dit, et ne sera pas traité ici.

Portons donc notre attention sur le spectre de fréquences à enregistrer. Les premiers enregistrements étaient effectués grâce à des oscillographes dont la fréquence de coupure allait de 80 à 100 Hz. Une telle bande de fréquence a semblé pendant longtemps très suffisante. Cependant, il s'avèra, dans de nombreux cas, que l'étude de la forme des « détails » devenait indispensable. Cette étude de la forme des « détails » fit décupler la bande de fréquence nécessaire et la porta à 1 000 Hz. Il est bien entendu que si, sans augmentation de prix, on peut étendre plus loin la bande de fréquences enregistrables, on disposerait d'une marge de sécurité pour l'avenir.

2.2. Nature du support de l'enregistrement

Il est très souhaitable pour les utilisateurs que l'enregistrement soit visible, c'est-à-dire qu'il consiste en une trace optique sur un support à contraste suffisant. En effet, la vue est un sens très éduqué à l'étude des formes, et les figures dessinées par une courbe, ou des faisceaux de courbes, sont riches en renseignements.

2.2.1. *Propriétés mécaniques*

Si le support est du papier, ses déformations, que ce soit sous l'influence du degré hygrométrique ou des efforts exercés, ne doivent pas excéder les valeurs correspondant à la précision attendue de l'enregistrement, qui, dans le domaine professionnel, est de l'ordre de un pour cent.

Sa robustesse doit être convenable afin qu'il soit éventuellement entraîné à une vitesse de déroulement de l'ordre du mètre/seconde (inscription de 800 à 1 000 Hz), car il est soumis aux accélérations de démarrage et d'arrêt. La nature de la surface doit permettre l'inscription de fréquences élevées.

Des propriétés analogues doivent se trouver dans d'autres types de support.

2.3. Autres conditions

Le signal enregistré doit, évidemment, être aisément lisible. Si on se refère aux habitudes actuelles, il semble qu'un observateur, tenant entre ses mains un enregistrement sur papier, puisse en embrasser d'un seul regard, à une distance d'observation d'environ 30 cm, une largeur de quelques centimètres ou décimètres et une longueur de l'ordre de 50 cm.

La largeur du trait enregistré doit être inférieure au millimètre et avoir un contraste suffisant.

Enfin, l'enregistrement doit être lisible dès son inscription. Ceci est exigé par les utilisateurs qui veulent suivre, instant par instant, les effets produits par telle ou telle variation du paramètre.

Pour terminer, nous remarquerons que le qualificatif « bon marché » suppose qu'il n'existe pas de servitudes annexes telles que, par exemple, frais de développement ou de fixation de l'image.

En résumé, il est souhaité de faire un enregistrement visible immédiatement sous forme d'images, celles-ci étant en général des courbes représentant l'amplitude du phénomène étudiées en fonction du temps.

Nous remarquerons immédiatement que la visibilité de l'enregistrement peut être immédiate, comme peut l'être celle d'une trace laissée par un style sur du papier, ou avec délai comme peut l'être la trace laissée sur un support photographique ou magnétique, un traitement spécial (rapide pour respecter la quasi-simultanéité de l'enregistrement et de la lecture) devant être apporté à l'information enregistrée.

3. Evolution des idées à l'origine des diverses solutions présentées

Nous considérerons donc que le but de l'enregistrement est essentiellement l'obtention d'une (ou plusieurs) courbe visible représentant l'évolution de l'amplitude d'un signal électrique en fonction d'une autre grandeur (par exemple le temps) l'usage, et donc la facilité de lecture, recommandant d'opérer dans un système de coordonnées cartésiennes. L'amplitude étant en général fort limitée et la précision ne dépassant guère un pour cent, alors que le temps d'enregistrement peut être très long, il a semblé tout naturel d'utiliser un support en forme de ruban enroulé.

On utilise donc le déroulement du ruban (ou rouleau) pour y inscrire la coordonnée relative au temps alors que, dans la largeur du même ruban, s'inscrit la valeur de l'autre coordonnée par un moyen plus ou moins immédiat, par exemple par trace d'encre ou par trace photographique. Dans ce cas, la disposition géométrique de l'enregistrement sur le support représente (ou préfigure) l'enregistrement tel qu'on souhaite le voir. Mais, dans d'autres types d'enregistrement, celui-ci pourrait prendre une forme intermédiaire codée, non figurative, nécessitant un traitement (évidemment rapide) afin d'obtenir une image visible. L'allusion à l'enregistrement d'un signal sur bande magnétique puis sa restitution par lecture donnera un exemple de ce genre de traitement.

On distinguera donc deux grandes classes d'enregistreurs :

1° ceux où l'inscription correspond géométriquement à la figure à voir,

2° ceux où l'enregistrement est codé et doit subir un décodage avant d'être rendu visible.

Le codage des signaux est une opération qui n'a pas semblé nécessaire aux inventeurs des premiers enregistreurs alors qu'un style, mû parfois par le détecteur lui-même (exemple : capsule de Marey) suffisait pour laisser une trace sur le ruban de papier.

Les enregistreurs ont donc été longtemps des dispositifs comportant un dérouleur de ruban de papier (gradué) et un style mû par un moteur, en général électromagnétique et du type galvanomètre. Cependant, un tel procédé voit rapidement s'imposer une limitation quant à la fréquence de coupure de l'enregistrement. En effet celle-ci est déterminée par l'équilibre des forces mises en jeu. On rappelle que

l'équation régissant ces forces est, dans ce cas :

$$A\frac{d^2y}{dt^2} + B\frac{dy}{dt} + Cy = F_0 e^{j\omega t}$$

y étant l'amplitude et t le temps

A étant le terme relatif aux forces d'inertie

B étant le terme relatif aux forces de frottement et d'amortissement

C étant le terme relatif aux forces de rappel

$F_0 e^{j\omega t}$ étant relatif à la force à appliquer pour produire le mouvement.

Si l'on suppose limitée la force produisant le mouvement (même si on arrive, grâce à des amplifications, à l'augmenter notablement), il faut donc réduire les autres forces.

Celles relatives à l'inertie le seront par allègement de la mécanique utilisée. La limite est imposée par le poids du style (encreur ou graveur) et sa résistance mécanique aux accélérations subies pendant son déplacement.

Celles du frottement étant dues essentiellement au contact du style et du papier seront réduites à la fois par l'allègement du système et par le poli du support.

Ceci étant donné, tous les efforts apportés pour augmenter la fréquence de coupure n'ont guère permis de dépasser pratiquement 200 à 250 Hz. On a pu cependant améliorer en miniaturisant le matériel d'enregistrement et l'enregistrement lui-même, puis en lui restituant une dimension usuelle, par exemple par projection.

C'est, arrêtés par ces limites, que, il y a plusieurs dizaines d'années, les chercheurs se sont tournés vers l'utilisation d'un style impondérable comme peut l'être un rayon lumineux. Celui-ci, issu d'une source auxiliaire et convenablement focalisé par un système optique, voyait son trajet dévié grâce à un petit miroir mû par un galvanomètre où circulait le courant à enregistrer. Le papier devait évidemment être sensible à la lumière, c'est-à-dire photographique.

Le délai de développement du papier photographique, malgré sa notable réduction (et simplification) pour certains papiers spéciaux (Linagraphe de Kodak), à quelques dizaines de seconde sans traitement chimique, a semblé cependant trop long (et le prix du papier trop élevé, surtout aux grandes vitesses de déroulement). On a donc imaginé d'autres dispositifs résolvant le problème de l'inscription directe en réduisant les forces d'inertie et celles de frottement par élimination du bras porte-style.

Nous citerons, pour commencer, les procédés où l'on envoie un jet liquide laissant une trace (par exemple de l'encre), le jet étant dévié à son origine soit par un dispositif d'ajustage mû par un galvanomètre, soit par un autre moyen dont un exemple sera donné plus loin.

Revenant à l'idée de la déviation d'un faisceau lumineux, on a évidemment pensé à un procédé équivalent à l'inscription photographique mais faisant intervenir des phénomènes d'inscription purement

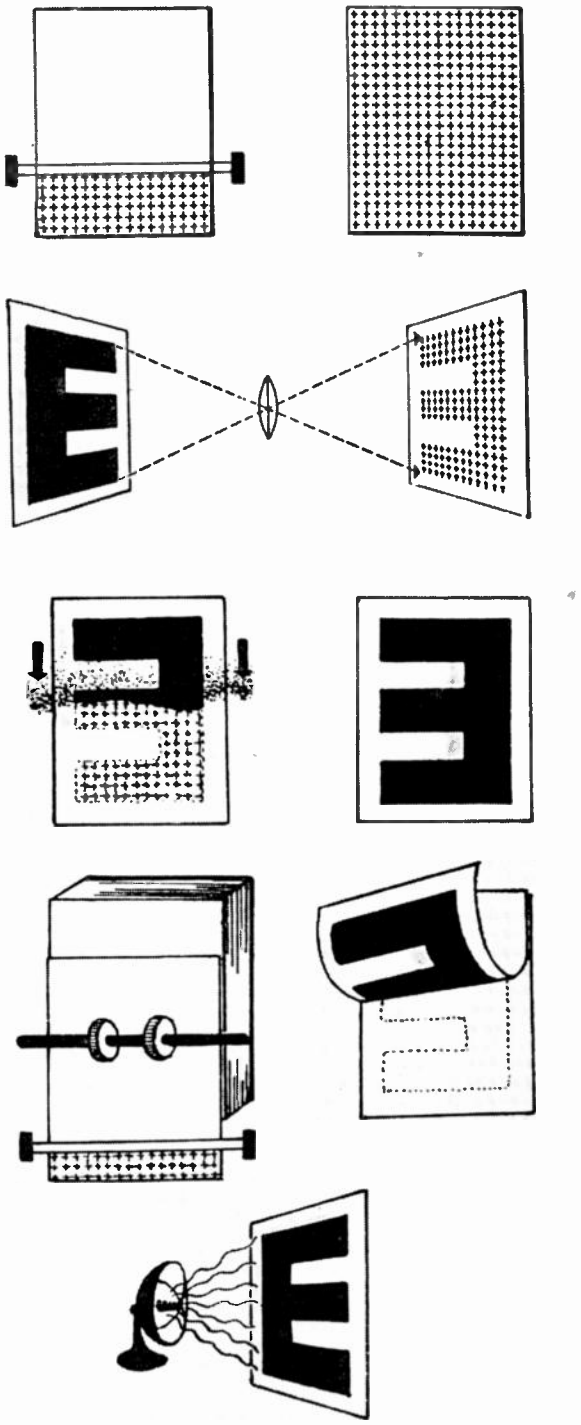


FIG 1

physiques. La photoconduction trouva dans ce domaine une de ses applications connue sous le nom de xérographie. Le principe en est le suivant :

Une couche photoconductrice, isolante à l'obscurité, a une de ses surfaces fixée à un certain potentiel par rapport à l'autre. L'illumination, par l'image à reproduire, de cette surface crée une conductivité locale du photoconducteur qui permet, en ces endroits,

l'écoulement des charges électriques et la disparition de la différence de potentiel qui subsiste seulement aux endroits non illuminés. Les charges ainsi restantes servent, dans une deuxième opération, à retenir, par attraction électrostatique, une poudre colorée elle-même chargée électriquement au préalable. Dans une troisième opération la disposition géométrique de cette poudre reproduisant l'image première, est reportée par contact sur une feuille de papier dont la surface est chargée au potentiel convenable. La poudre colorée, ainsi reportée sur le papier, est définitivement fixée sur celui-ci par collage ou fusion.

La figure 1 résume schématiquement la suite des opérations.

Mais à partir de ce procédé d'inscription, on peut imaginer des systèmes où les charges électriques en question sont déposées par d'autres moyens, par exemple par un faisceau électronique. Un tube cathodique dont la face avant, au lieu d'être recouverte à son intérieur de matière phosphorescente, est traversée de part en part par un grand nombre de conducteurs très fins, isolés les uns des autres et disposés en mosaïque à double face permet de résoudre ce problème, les charges déposées à l'intérieur de la mosaïque double face étant reproduites à l'extérieur et déposées éventuellement sur un papier qui défile devant elle à l'extérieur du tube.

Ce n'est d'ailleurs pas le seul moyen d'utiliser les charges d'un faisceau électronique. Celles-ci peuvent être, dans une enceinte à vide, déposées sur un film plastique rendu pâteux par chauffage, les forces électrostatiques, dues aux charges déposées, modelant l'épaisseur du film qui est refroidi, donc fixé, peu de temps après. Les modelés obtenus peuvent être visualisés.

Cette progression des idées a donc abouti, dans la première classe d'appareils dont nous avons parlé, c'est-à-dire ceux donnant une inscription dont la géométrie correspond directement à la figure à voir, à trois types principaux d'appareils, faisant eux-mêmes l'objet de variantes dont l'essentiel est résumé dans le tableau ci-dessous :

des jets liquides, l'autre dans le domaine du marquage électronique par un faisceau lumineux.

C'est l'enregistrement magnétique qui a ouvert la voie à la deuxième classe d'appareils, c'est-à-dire ceux où l'inscription se fait sous une forme codée. Ce type d'enregistrement, largement répandu, offre cependant sous sa forme actuelle l'inconvénient d'un délai non négligeable entre le moment de l'inscription et celui de la restitution qui peut se faire soit sur un enregistreur à plume pour les fréquences basses, soit sur un oscilloscope ou sur un des enregistreurs précédemment cités. Il sera exposé plus loin une solution nouvelle, étudiée et réalisée dans nos laboratoires et tendant à remédier à cet inconvénient.

Auparavant, nous allons procéder à un examen critique des différentes solutions dont les principes ont été exposés et ayant fait l'objet de réalisations.

4. Examen critique des diverses solutions précitées

4.1. Appareils à style pondérable

4.1.1. *Appareils à bras de levier rigide* (fig. 2)

Nous nous étendrons peu sur ces appareils bien connus. Pour les raisons vues précédemment, la

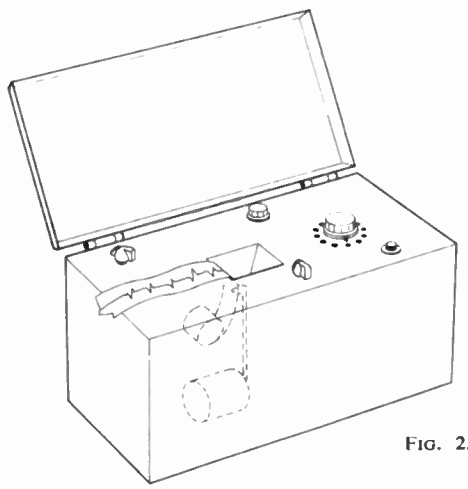


Fig. 2.

Principe des appareils	Fréquence de coupure en hertz	Quelques firmes ayant réalisé ces appareils
Appareil à style pondérable		
— moteur, bras de levier, plume ou grattoir	150	Divers
— miniaturisés, agrandissement par projection		
— jet liquide	800	Elema
Appareils à style impondérable		
Faisceau lumineux		
— papier photographique	10 000	Honeywell
— xérographie	10 000	R.C.A. (Electrofax)
— marquage électrique	4 000	
Faisceau électronique		
— papier photographique	600	
— xérographie	100	Printapix (Litton)

Nous citerons plus loin (entre autres) deux réalisations de nos laboratoires, l'une dans le domaine

fréquence de coupure est limitée à 150 ou 200 Hz pour des amplitudes de quelques centimètres du

style et une précision de l'ordre de un pour cent. La puissance nécessaire au moteur est de l'ordre du watt. Les styles à encre, permettant de nombreuses couleurs risquent de se boucher par séchage de l'encre. D'autres styles à pointe chaude (papier à superficie fusible) ou à étincelle (papier à superficie perforable) ne présente pas cet inconvénient mais donnent une seule couleur.

Enfin, si on opère plusieurs enregistrements en parallèle sur le support, les leviers mécaniques empêchent le croisement éventuel des courbes tracées, ce qui limite l'amplitude de chacune d'une fraction de la largeur du support.

Ces appareils offrent cependant en général l'avantage d'être sûrs et robustes.

4.1.2. *Appareils miniaturisés* (fig. 3)

Une réalisation intéressante consistait à réduire l'amplitude de l'inscription, ce qui entrainait une réduction des dimensions donc des masses mises en mouvement permettant ainsi, à puissance donnée, d'atteindre des fréquences de coupure plus élevées. On a pu ainsi, grâce à des styles mûs par des galvanomètres à palettes et grattant la surface noircie d'un film transparent du type cinéma 35 mm, y faire plusieurs enregistrements simultanés (à courbes non croisées, évidemment). Quelques centimètres après la zone d'enregistrement, on pouvait effectuer une projection par voie classique pour présenter une image sur un écran de plusieurs dizaines de centimètres de côté.

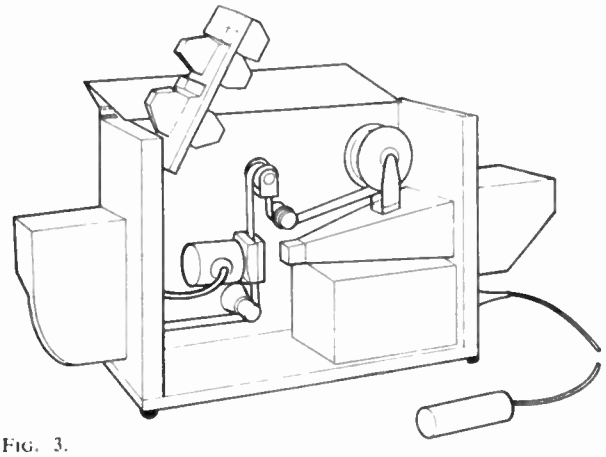


FIG. 3.

Les inconvénients sont essentiellement la puissance de plusieurs watts nécessaires au galvanomètre, le délai entre enregistrement et projection ainsi que les difficultés, non encore résolues actuellement, des projections en salle éclairée.

4.1.3. *Appareil à jet liquide*

Quelle peut être la limite en fréquence d'un tel type d'enregistreur ? Il est évident que la modulation du jet en direction pose un problème d'autant plus difficile que la fréquence est plus élevée, mais elle ne semble pas introduire une limite principielle. Il en est autrement du jet lui-même qui, par son comportement, rend impossible l'enregistrement de signaux trop rapides ainsi que nous allons le voir. Mais avant d'aborder l'étude de ces limitations il faut que nous définissions les deux classes d'enregistreurs à jet liquide qui se distinguent par le fait que dans un cas le jet est continu et cylindrique jusqu'à son contact avec le papier, tandis que dans l'autre cas le jet est pulvérisé en fines gouttelettes qui se déplacent chacune séparément.

En effet, lorsqu'un jet liquide sort d'une buse il peut arriver soit qu'il reste cylindrique sur tout son parcours, soit qu'après une certaine longueur cylindrique il se casse en gouttelettes. Le comportement du jet dépend, à ce point de vue, de différents facteurs : de la forme de la buse, de la nature du liquide et de sa tension superficielle par rapport à la buse. En effet le jet cylindrique est en principe stable mais les moindres perturbations détruisent son équilibre. En particulier, si le trou de la buse n'est pas rond les forces dues à la tension superficielle agiront pour rétablir la circularité du jet mais il s'installera alors un système vibratoire le long du jet qui aura pour effet de le casser.

Pour moduler un jet en direction, on peut évidemment disposer d'une buse mobile autour d'un axe perpendiculaire à la direction de son jet, mais c'est là une solution délicate qui demande une notable énergie mécanique pour déplacer la buse. C'est pourquoi nos laboratoires ont essayé une solution basée sur l'emploi d'un jet métallique conducteur, parcouru par un courant et traversant un champ magnétique. Les forces électromagnétiques engendrées dans le jet sont alors utilisées pour le dévier en fonction du signal à enregistrer (fig. 4).

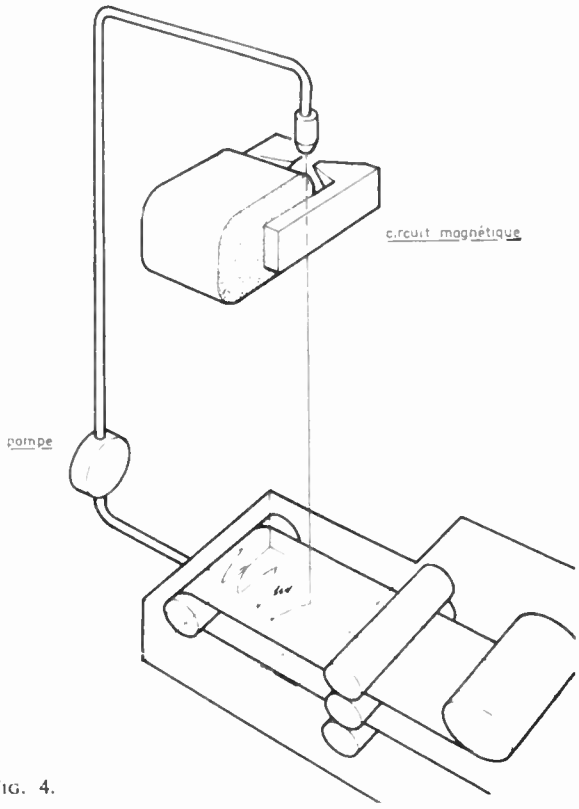


FIG. 4.

4.1.3.1. *Enregistreurs à jets continus*

La principale difficulté que l'on rencontre lorsque l'on veut faire fonctionner ce type d'enregistreurs

à des fréquences élevées et avec une grande amplitude, c'est que l'on fait subir à la colonne de liquide un tel allongement que cette dernière ou bien se casse, ou bien engendre des tensions mécaniques qui ont pour effet de déformer la courbe enregistrée en réduisant son amplitude.

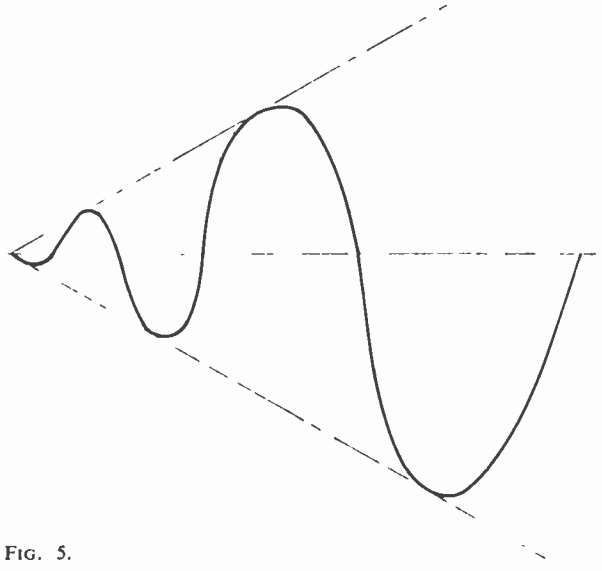


FIG. 5.

En effet, en sortant de la buse le jet n'est pas droit mais épouse la forme de la courbe à enregistrer. Comme chaque particule de liquide est censée se propager suivant une droite issue de la buse, le jet va prendre la forme d'une courbe inscrite dans un angle. Dans le cas d'une sinusoïde on aurait théoriquement la forme de la figure 5 où l'on voit que la courbe s'allonge en se déplaçant. Mais on peut montrer par le calcul que le jet subit un allongement important. Pour cela, opérons en coordonnées polaires (ρ, θ).

Le mouvement d'une particule ayant quitté la buse placée à l'origine à l'instant t_0 s'écrit :

$$\rho = v\,(t - t_0)$$

$$\theta = \alpha \sin \omega t_0$$

ω étant la pulsation de la sinusoïde à enregistrer, α l'amplitude, et v la vitesse du jet. Entre les positions de deux particules ayant quitté la buse aux instants $t_0 + \mathrm{d}t$, il y a la distance suivante :

$$\mathrm{d}s = \sqrt{\left(\frac{\partial \rho}{\partial t_0}\right)^2 + \rho^2 \left(\frac{\partial \theta}{\partial t_0}\right)^2}\,\mathrm{d}t_0.$$

Si le jet n'avait pas subi d'allongement, on aurait :

$$\mathrm{d}s = v\,\mathrm{d}t_0$$

Calculons le coefficient d'allongement q ainsi défini :

$$q = \frac{1}{v}\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t_0} = 1 + \frac{\rho^2 \omega^2 \alpha^2}{v^2} \cos^2 \omega t_0.$$

L'allongement maximal s'obtiendra pour :

$$\omega t_0 = k$$

k entier, c'est-à-dire $\theta = 0$. On aura comme valeur maximale q_M de q :

$$q_M = 1 + \frac{\rho^2 \omega^2}{v^2} \alpha^2.$$

Soit R la distance entre la buse et le papier d'enregistrement, on pourra écrire :

$$q_M = 1 + \frac{R^2 \omega^2 \alpha^2}{v^2}.$$

Pratiquement dès que l'allongement du jet dépasse 10 %, il se coupe sous l'effet de la tension superficielle et la courbe enregistrée se trouve déformée. On pourra donc imposer

$$q_M < 1{,}1$$

Et en posant $\dfrac{R^2 \omega^2}{V^2} \alpha^2 < 0{,}2$

$R = L$ demi-largeur de l'enregistrement.

$$\omega < 0{,}45 \times \frac{V}{L} \qquad f = 0{,}07 \frac{V}{L}$$

formule qui nous donne la limite en fréquence de l'enregistreur.

Prenons par exemple :

$L = 2{,}5$ mm et $V = 40$ m/s $= 4 \times 10^4$ mm/s.

On trouve $f = 0{,}07 \times 4\,000/0{,}25 = 1\,120$ Hz.

Il est à remarquer que nous n'avons jamais pu obtenir des jets continus de mercure pur à la température ordinaire. Il est probable qu'il mouille irrégulièrement les bords de la buse à la sortie, ce qui engendre des vibrations dans le jet ayant pour résultat de le rompre. Les jets de mercure ne sont continus qu'à partir de 60 °C quels que soient leurs diamètres, en utilisant des buses en verre ou en rubis. Si l'on veut travailler à la température ambiante, il suffit d'ajouter 20 à 30 % de thallium au mercure pour obtenir des jets continus.

A part cela, tous les autres liquides métalliques essayés nous ont donné des jets continus dans les conditions suivantes :

1) Alliage indium-gallium à 20 °C
2) Indium à 160 °C
3) Etain à 240 °C.

L'enregistreur est conçu comme l'indique la figure 4. Le jet passe entre les pôles d'un aimant et, pour faire circuler le courant à enregistrer dans le jet, on utilise un papier rendu conducteur par une imprégnation de chlorure d'ammonium humide. En utilisant un papier légèrement poreux, genre buvard,

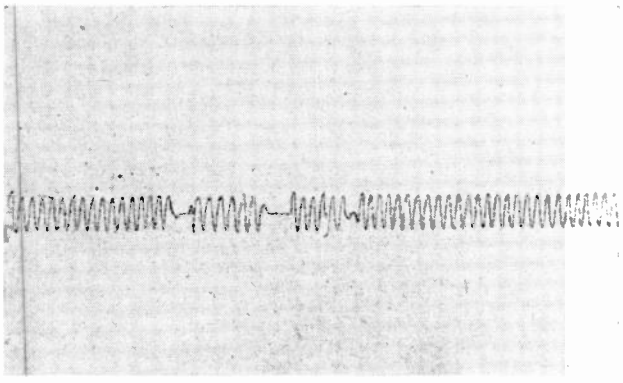


FIG. 6.

le mercure se fixe dans l'épaisseur du papier et laisse une trace noire suffisamment contrastée

La figure n° 6 représente un enregistrement obtenu à 1 000 Hz. L'amplitude de 5 mm atteinte par cette dernière fréquence n'a pu être dépassée. Dès que l'on voulait augmenter le courant de modulation il se coupait en provoquant des arcs à cause de la rupture du courant ; on peut voir sur la figure l'existence de quelques ruptures au cours de l'enregistrement.

Les conditions expérimentales étaient les suivantes :

— nature du liquide : amalgame de thallium
— diamètre des buses : 4/100 de mm
— pression : 100 kg/cm².

Avec du mercure chaud ou des alliages gallium-indium, mercure-indium, les performances étaient à peu près les mêmes.

4.1.3.2. *Enregistreurs à jets pulvérisés en gouttelettes*

Dans le cas d'un jet réduit en fines gouttelettes la limitation peut provenir soit de la résistance de l'air, soit du nombre de gouttelettes.

La résistance de l'air a pour effet de retarder les gouttelettes. Or, comme celles qui correspondent aux plus grandes amplitudes du signal ont à effectuer un trajet plus long que celles qui viennent marquer l'axe médian de la feuille d'enregistrement, elles arrivent avec un certain retard par rapport à celles-ci. Lorsque les fréquences sont basses, ce retard sur les extrémités n'est pas sensible, mais pour les fréquences élevées, il entraîne, dans le sens opposé à la marche du papier, un déplacement des points de la courbe les plus éloignés de l'axe.

Cette limitation est celle des enregistreurs utilisant les encres aqueuses de densité voisine de 1. La fréquence de coupure est de l'ordre de 800 Hz pour une amplitude de l'ordre du centimètre. Le problème du bouchage des buses pose également un délicat problème de filtrage.

Pour remédier au défaut précédent, il semble bon d'utiliser un liquide de forte densité, par exemple le mercure, comme dans le cas des jets cylindriques, ou un alliage métallique à bas point de fusion. En effet, la force de freinage dûe à l'atmosphère ne dépend que des dimensions et de la vitesse de chaque gouttelette, mais si ces deux facteurs sont égaux, la décélération est inversement proportionnelle à la densité du liquide. C'est pourquoi le mercure, avec une densité de 13,5, paraît à première vue bien supérieur à des encres à base d'eau.

Cependant dans tous les cas il faut que l'on sache faire des jets assez fins pour que le nombre de gouttelettes soit suffisant.

Soit d de diamètre du jet ; lorsqu'il va se briser, il va donner des gouttelettes en général, plus grosses que le jet. Nous appellerons D le diamètre des gouttelettes. Le nombre n de gouttelettes par unité de longueur est alors tel que :

$$\frac{\pi d^2}{4} = \frac{4}{3}\pi\frac{D^3}{8},$$

c'est-à-dire

$$n = \frac{3}{2}\frac{d^2}{D^3}.$$

Soit V la vitesse du jet, et v la vitesse de déroulement du papier. Pour qu'un signal sinusoïdal de fréquence f et d'amplitude a soit lisible sur le papier, il faut que les points constituant la courbe au voisinage de l'axe soient plus rapprochés entre eux que les points de rencontre avec l'axe de deux arcs de sinusoïdes consécutifs. On en déduit la condition suivante :

$$\frac{2\pi a f}{nV} < \frac{v}{2f}$$

$$\frac{4\pi}{3}\frac{af}{V}\frac{D^3}{d^2} < \frac{v}{2f}.$$

Comme le rapport $D/d = K$ est toujours à peu près du même ordre quel que soit le diamètre, on écrira :

$$d < \frac{3}{8\pi} \times \frac{vV}{af_2K_3}$$

et l'on voit bien que plus on veut passer des fréquences élevées plus on doit prendre des buses de petit diamètre, ce qui pose toujours des problèmes technologiques difficiles.

Nous avons expérimenté sur un enregistreur utilisant du mercure pur à la température ambiante, qui donne des jets qui ne restent cylindriques que sur des longueurs allant de 5 à 20 mm. Comme nous ne disposions que de cette petite distance pour faire passer le courant électrique, nous avons utilisé un double jet pour permettre la prise de contact sur la partie cylindrique du jet.

Comme le montre la figure 7, l'enregistreur est ainsi constitué de deux jets qui jaillissent de deux buses A et B visant chacune le même point de rencontre I.

Le double jet est placé entre les pôles d'un aimant quadripolaire de façon que chacun des jets soit soumis à des champs de direction opposée. Par exemple dans le cas de la figure 6, les deux champs magnétiques H_1 et H_2 sont placés perpendiculairement au plan de la figure qui est aussi celui des deux jets. Pour H_1 le pôle nord est du côté de l'observateur, mais pour H_2 c'est le pôle sud qui se présente à lui.

Dans le cas où l'on établit une différence de potentiel entre a et b, le jet se trouve dévié comme le montre la figure 7. Le jet résultant est dévié vers la droite ou vers la gauche suivant le sens de la tension appliquée, puisque chacune des composantes est déviée dans la même direction.

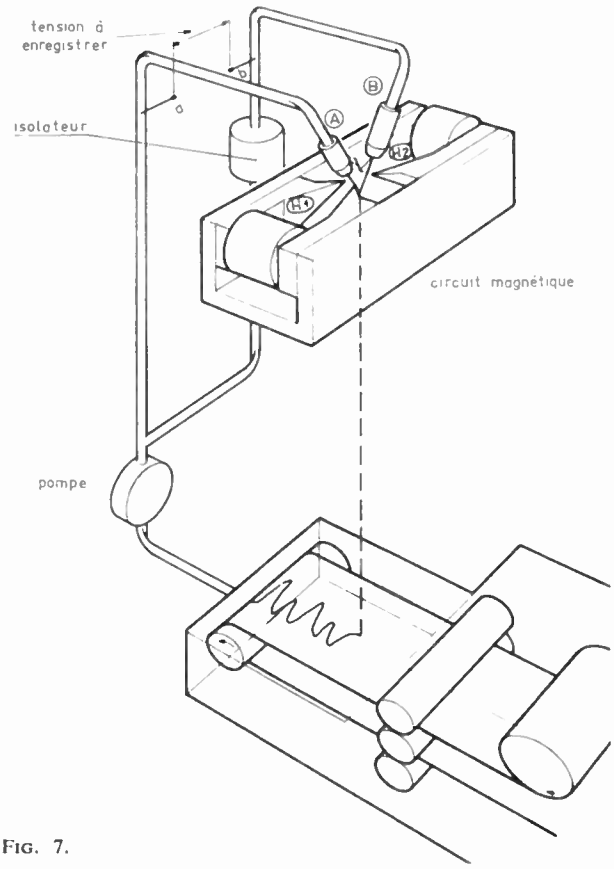


FIG. 7.

Si la tension appliquée entre a et b est variable, le jet se déplacera et reproduira sur un papier animé d'un mouvement de translation perpendiculaire au plan de la figure, la forme du signal appliqué entre les deux jets. La vitesse de déplacement du jet n'est limitée que par la longueur des régions où agissent les champs magnétiques. Il faut en effet que le temps que mettent les particules de mercure à traverser les champs magnétiques soit plus petit que la période d'un signal alternatif que l'on voudrait enregistrer, sans quoi les mêmes particules de mercure risqueraient d'être sollicitées successivement dans une direction, puis dans une autre, et la déviation résultante se trouverait annulée par compensation.

L'enregistreur est schématisé sur la figure 7. On y voit les deux jets traverser le circuit magnétique à 4 pôles, se rejoindre et constituer un jet unique qui frappe le rouleau de papier qui se déroule. Le mercure en excès tombe dans un bac où il est recyclé par une pompe. Pour que chaque buse soit isolée électriquement l'une et l'autre, il faut que les colonnes d'amenée de mercure aux buses soient coupées quelque part ; c'est pourquoi on a interposé entre la pompe et l'une des buses un isolateur qui est un réservoir fabriqué dans un matériau isolant, et qui contient toujours une poche d'air. Le mercure arrivant par dessus tombe en gouttelettes, ce qui empêche le courant de passer entre les deux tuyauteries séparées par l'isolateur.

Le jet, étant pulvérisé, imprime sur le papier une courbe en pointillé pour les signaux de fréquence élevée, alors qu'aux basses fréquences le trait est continu car les points d'impact des gouttelettes sont très rapprochés.

La grande difficulté que nous avons rencontrée dans l'emploi de cet appareil réside dans l'instabilité des jets. Cette instabilité avait une double conséquence :

1) Les deux jets cessaient d'être concurrents ;

2) Les longueurs de contact (c'est-à-dire les longueurs suivant lesquelles le jet est cylindrique à la sortie de la buse) devenaient parfois trop courtes pour permettre le passage du courant entre les deux jets. En effet il n'est pas possible de trop rapprocher le point de rencontre des deux jets des buses puisque l'on doit prévoir la place du circuit magnétique.

Les instabilités de jet sont dues, malgré les précautions prises, à d'infimes poussières ou fragments d'oxyde de mercure qui viennent se coller sur les bords de la buse et réduisent ainsi la longueur de contact. En effet, dès que le jet cesse d'avoir une section circulaire à la sortie de la buse, les forces dues à la tension superficielle tendent à rétablir la circularité de la section. Il en résulte une vibration dans le jet qui a pour effet de détruire l'équilibre instable que constitue le jet cylindrique, et de le découper en gouttelettes.

Nous avons dû conclure à la non-fiabilité de ces enregistreurs à jet métallique.

4.2. APPAREILS À STYLE IMPONDÉRABLE

Nous rappelons que, parmi ces appareils se classent : ceux à faisceau lumineux, puis ceux à faisceau électronique et, dans les deux catégories, les différentes versions.

4.2.1. *Appareils à faisceaux lumineux*

4.2.1.1. *Utilisation de papier photographique* (fig. 8)

Le principe de ces appareils est bien connu et ils permettent des enregistrements jusqu'à des fréquences

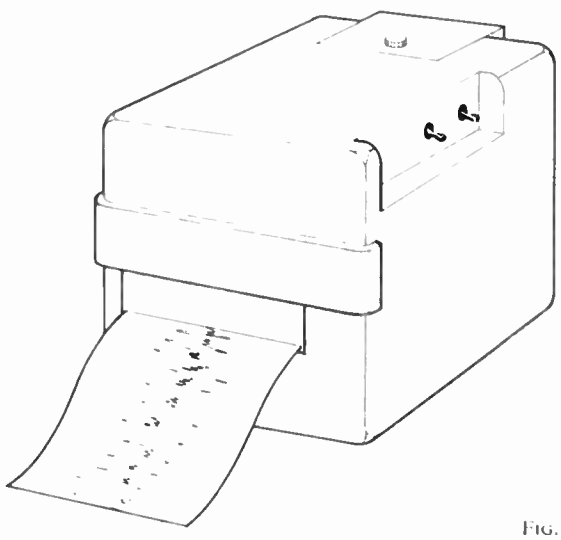


FIG. 8.

de coupure de 10 000 Hz et plus, grâce aux perfectionnements introduits depuis plusieurs années dans la réalisation des galvanomètres à miroir dont certains se présentent sous forme de cylindres de quelques millimètres de diamètre et quelques centimètres de long.

Le papier photographique peut être classique et nécessite alors un développement chimique après insolation par la tache lumineuse d'inscription.

Il existe également un papier photographique ne nécessitant pas de développement chimique et qui se marque par la somme de l'insolation par la tache d'inscription, dans le corps de l'appareil, et de l'insolation par l'éclairage ambiant de la pièce, quand le papier se déroule hors de l'appareil. La trace de la tache apparaît alors en gris foncé sur un fond gris clair, 30 à 40 s après l'insolation.

Ces appareils sont d'un prix plus élevé que les appareils vus précédemment. Le papier est également plus coûteux. Enfin le délai d'apparition de la trace, considéré la plupart du temps comme trop long par développement chimique, l'est encore pour les papiers à double insolation, trace qu'il faut d'ailleurs fixer chimiquement si on veut la conserver de façon définitive.

4.2.1.2. *Procédé de la xérographie*

Ce procédé peut, dans son principe, sembler séduisant car le papier utilisé peut être bon marché. Mais la sensibilité trop faible des couches photo conductrices disponibles, ou la brillance insuffisante des sources lumineuses actuellement utilisables, n'ont pas permis l'enregistrement de fréquences élevées qui supposent un déplacement rapide de la tache lumineuse d'enregistrement, donc une quantité de lumière trop faible par unité de surface de semiconducteur.

4.2.1.3. *Marquage par voie électronique* (fig. 9)

Nos laboratoires ont étudié et réalisé un enregistreur à faisceau optique dévié par le miroir d'un galvanomètre. Mais le papier photosensible a été remplacé par un papier électrosensible, un dispositif photo-électronique permettant de transcrire les différentes positions du faisceau lumineux en traces sur le papier électrosensible. Ce papier peut être soit :

— un papier électrochimique qui se colore dans son épaisseur au passage du courant ;

— un papier à couche très mince diélectrique blanche qui se perce lors du passage du courant et laisse apparaître une sous-couche noire ;

— un papier à très fine couche métallisée fondant localement au passage du courant entre une pointe d'électrode et un contact principal de masse.

L'enregistreur que nous avons étudié comporte, comme les enregistreurs sur papier photosensible, une source lumineuse et un ou plusieurs galvanomètres à miroir. Mais la tache lumineuse, au lieu de tomber directement sur le papier, tombe sur une rangée de photodiodes disposées côte à côte. Chaque photodiode est reliée à un circuit électronique. Celui-ci se compose d'un étage amplificateur (AF 118) sur la base duquel est appliqué en permanence le signal issu d'un générateur d'impulsions à 600 kHz. Ce transistor, polarisé de manière à être normalement bloqué, se débloque sous l'action simultanée de la tension du générateur d'impulsions et de celle issue de la photodiode, ce qui permet d'obtenir des impulsions même quand le spot est immobile sur la photodiode considérée. Suivant le temps d'éclairement de celle-ci, une ou plusieurs impulsions font basculer un monostable (2 N 1309) qui produit à chaque fois la même quantité de courant, déterminée par la constante de temps.

Cette dernière doit être telle que, dans le cas le plus défavorable, le monostable ayant basculé lors du passage du spot dans un sens, soit revenu à son état initial lors du passage du spot en sens inverse.

Un dernier transistor qui est lui aussi normalement bloqué (grâce à une résistance qui maintient la base et l'émetteur au même potentiel), est alimenté par le signal du monostable et, débloqué, fait passer une certaine quantité de courant dans l'électrode placée dans son collecteur. L'emploi d'un transistor NPN (ASY 28) est préférable du fait que le marquage est meilleur avec une électrode négative par rapport au papier. Le marquage est donc constant quelle que soit la vitesse de passage du faisceau lumineux sur la photodiode considérée.

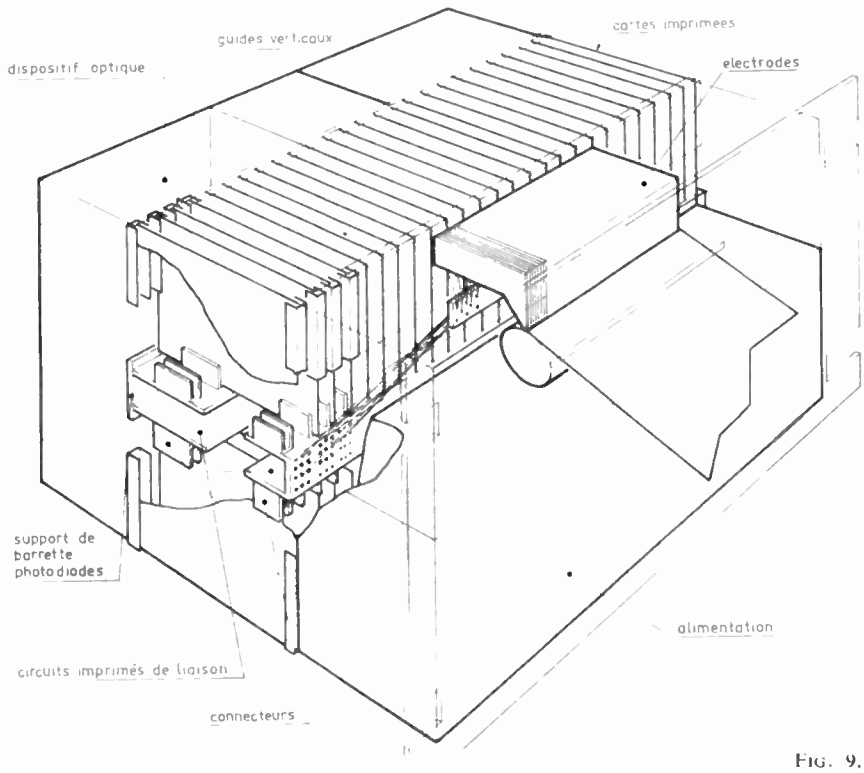


FIG. 9.

Les électrodes sont côte à côte et dans le même ordre que les photodiodes correspondantes. Le marquage se fait donc par points. Si ceux-ci sont suffisamment proches, la courbe enregistrée présente une allure continue. Pour un papier de 150 mm de largeur on peut se contenter de 300 électrodes (deux au millimètre), soit 300 photodiodes.

La fréquence enregistrable la plus élevée est celle à laquelle répond le galvanomètre utilisé. Elle est aussi limitée, pour être lisible, par la vitesse du papier. Pour des vitesses inférieures à 2 m/s, la fréquence maximale est comprise entre 1 000 et 2 000 Hz.

Le papier électrosensible, utilisé dans nos premières expériences, était un papier de la marque R.M.P. à couche métallisée (de cadmium, ou de zinc, ou d'un alliage). Cette couche, très mince, est cependant suffisamment conductrice pour que la résistance entre l'électrode en cause et le rouleau métallique donnant le contact général sur tout le papier, ne dépasse pas quelques ohms. Lors du passage d'un courant dont la valeur de pointe peut atteindre 100 à 200 mA, et la valeur moyenne quelques dizaines de milliampères, la couche métallique est fondue (puis oxydée), et il reste une trace qui, par contraste, paraît noire (fig. 10).

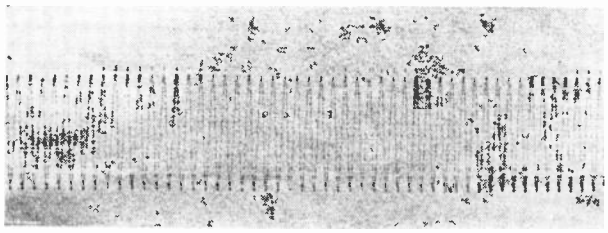


FIG. 10.

Des essais moins complets ont été faits avec un papier électrochimique de marque Alfax, prenant une teinte sépia sous l'action d'un courant pouvant être débité par des transistors usuels.

D'autres essais ont été faits avec un papier diélectrique de marque Télédeltos, les nouveaux transistors à haute tension permettant de fournir les pointes de tension dépassant les 100 V nécessaires au claquage de la couche blanche.

Les enregistrements obtenus avec la première réalisation permettant de distinguer très aisément les enregistrements de fréquences supérieures à 1 000 Hz. Dans une deuxième réalisation prévue, on devrait pouvoir affiner le tracé et le rendre régulier.

On notera que cet appareil aurait un prix de revient plus élevé que les enregistreurs à papier photosensibles car il comprend, en plus du mécanisme et du dispositif optique de ces appareils, des circuits électroniques. Cependant, étant donné le bas prix du papier utilisé, on peut considérer que, après usage de 200 à 300 rouleaux de 30 m de longueur et de 150 mm de largeur, l'économie ainsi faite compenserait le supplément de prix de l'appareil par rapport aux enregistreurs à papier photographique.

4.2.2. *Appareils à faisceau électronique*

La nécessité d'un matériel sous vide entraîne une technologie relativement compliquée qui a nuit à la généralisation de ce genre d'appareils. La complication introduite ne peut être compensée que par le grand avantage de fréquences de coupure très élevées, de l'ordre du mégahertz.

Quant à l'inscription proprement dite, on peut commodément utiliser soit le pouvoir réducteur de l'électron, au point de vue chimique, soit sa charge électrique. Il en résulte deux catégories d'appareils.

4.2.2.1. *Appareils à pellicule photographique*

Nous n'insisterons pas sur ce genre d'appareils et nous ferons seulement remarquer la difficulté que présente l'introduction d'un rouleau de pellicule photo sensible dans une enceinte à vide.

4.2.2.2. *Appareils utilisant la xérographie*

Dans une première variante, que nous ne citerons que pour mémoire car elle tendait plutôt à l'enregistrement d'images comme en télévision, les charges déposées sur un film plastique, ramolli par un échauffement convenable, opéraient, par suite des forces électrostatiques ainsi apparues, une modification de l'épaisseur de ce film en fonction de la charge déposée. Le film étant, immédiatement après, refroidi donc fixé. Un examen du film avec un éclairage convenable (Système de Foucault) permettait la visualisation de l'enregistrement.

Nous noterons plutôt un mode de réalisation qui permet le transfert des charges électriques, apportées par le faisceau, hors du tube (fig. 11). A cet effet et comme nous l'avons déjà vu, la face avant d'un tel tube

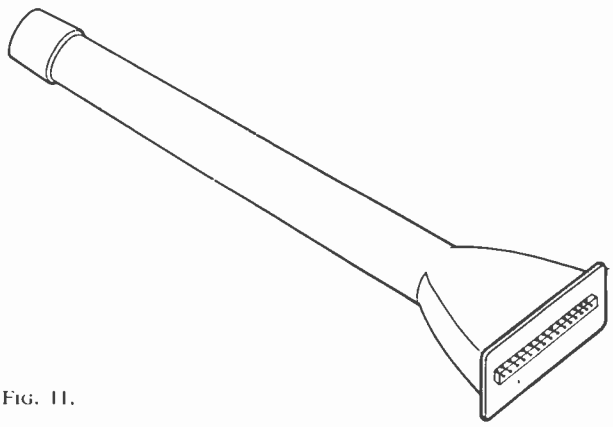


FIG. 11.

comporte une très grand nombre de fils conducteurs, isolés les uns des autres et assurant chacun la conductibilité nécessaire de la partie intérieure de la face avant à sa partie extérieure. Une telle mosaïque double face est très délicate à réaliser et le tube ainsi fabriqué est relativement fragile. Il n'en reste pas moins que le système est simple puisqu'il suffit alors de recueillir les charges ainsi transmises sur un papier qui peut être bon marché et d'y fixer, également par voie de charge électrostatique, la poudre colorante voulue.

5. Enregistreurs à information codée

Le mot de code peut laisser supposer l'introduction d'une difficulté supplémentaire de lecture. Ceci est exact si l'on envisage le résultat de l'enregistrement qui doit être, nous l'avons vu, visible. Mais depuis

plus de dix ans la notion de traitement d'information nous a habitués à des codages intermédiaires qui facilitent très souvent l'exploitation des enregistrements par des machines automatiques. Il en résulte qu'un tel codage intermédiaire peut présenter un avantage très important sur l'enregistrement à forme figurative car il peut être plus facile de décoder un enregistrement pour le rendre visible que de coder un enregistrement à forme figurative pour le faire traiter par des machines automatiques.

C'est pourquoi nos laboratoires ont étudié et réalisé un appareil que nous allons décrire ci-dessous :

Cet appareil tend à présenter sur un écran de tube cathodique, la ou les traces de signaux enregistrés sur une certaine longueur de bande magnétique.

A cet effet, une certaine longueur de la bande magnétique, où sont enregistrés de façon classique les signaux en modulation de fréquence (ou en impulsions codées en temps), est lue périodiquement et à une fréquence telle que la transposition sur le tube cathodique n'amène pas de papillotage (on prendra pour des raisons évidentes la fréquence de 50 Hz lorsque le secteur est à 50 Hz).

La longueur de bande, ainsi lue périodiquement, sera donc visualisée : l'écran du tube cathodique présentera une trace stable et sans papillotage, immobile si la bande est immobile, en mouvement (en avant ou en arrière) si la bande se déplace en avant ou en arrière. Cette longueur sera, par exemple, choisie de façon à correspondre à la longueur de papier d'enregistrement classique qu'un observateur pourrait embrasser d'un seul coup d'œil en le tenant à deux mains au-delà du punctum proximum, soit 50 cm. Si, pour un signal de fréquence donnée, l'enregistrement avait été fait à faible vitesse de papier, un grand nombre de sinusoïdes seraient obtenues sur ces 50 cm de papier. Par contre, si l'enregistrement avait été à grande vitesse, les sinusoïdes s'étaleraient plus.

La lecture périodique de la longueur de bande magnétique considérée est faite par une tête magnétique fixée à un tambour tournant, pour les raisons vues plus haut, à 50 tours/s, en synchronisme avec le secteur.

Le signal lu par la tête tournante, modulé en fréquence dans le cas considéré (un raisonnement analogue pourrait être fait dans la cas des impulsions codées en temps) est amplifié, puis démodulé. Le signal analogue, obtenu après filtrage de la porteuse, est présenté sur un oscilloscope ordinaire suivant les ordonnées, les abcisses étant balayées linéairement 50 fois/s comme il est possible avec tout oscilloscope de mesure.

La commande du départ de chaque balayage est assurée grâce à un signal impulsionnel fourni à chaque tour de tambour par un petit aimant pointu passant, à chaque tour, devant une tête magnétique auxiliaire.

Si l'on utilise une tête tournante à plusieurs pistes, on peut lire et amplifier successivement, par simple commutation manuelle ou automatique, chacune des pistes et présenter, chacune à leur tour, la visualisation des signaux correspondants sur le tube cathodique.

On peut aussi souhaiter voir simultanément toutes les courbes relatives à toutes les pistes enregistrées.

On utilise alors un dispositif de présentation utilisant un tube de télévision balayé, par exemple horizontalement, à une fréquence trame de 50 Hz, et verticalement à une fréquence ligne aussi élevée que le permettent les bobines de déflection utilisées (par exemple 25 000 Hz).

Dans ce cas les signaux analogues, obtenus après démodulation des porteuses lues par la tête tournante à plusieurs pistes, sont introduits dans des comparateurs qui donnent une impulsion brève quant il y a égalité du signal analogue considéré (dont l'amplitude peut être ajustée) et de la tension du balayage ligne. Si le wehnelt du tube est réglé pour ne pas illuminer la ligne balayée, elle s'illumine seulement par l'impulsion brève précitée et donne alors un point lumineux. Le processus se reproduisant à chaque ligne balayée verticalement, la courbe désirée est reproduite ainsi, par point, de ligne en ligne. Si la densité des lignes est suffisante, les points sembleront jointifs et la courbe continue.

Après cet examen du principe ayant servi de guide à la réalisation de l'appareil, nous allons le décrire plus en détail.

5.1. Description de l'ensemble de l'appareil (fig. 12)

Nous avons, à titre d'exemple et de démonstration, réalisé en laboratoire un premier coffret pouvant enregistrer et lire deux voies, et un deuxième coffret

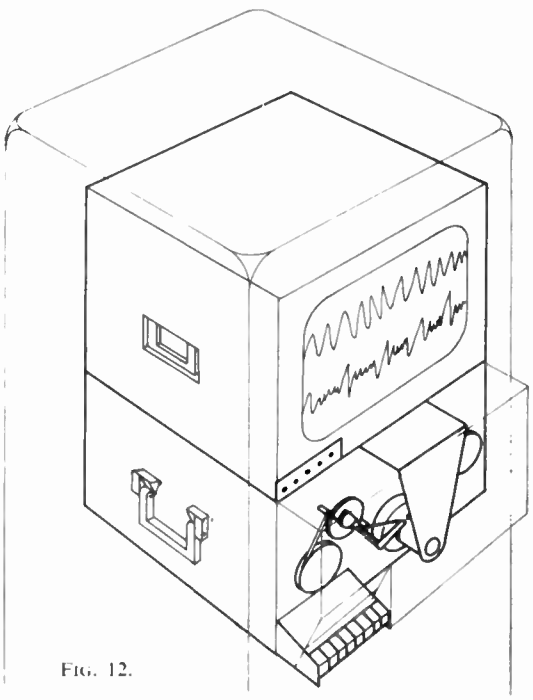


Fig. 12.

qui est essentiellement un moniteur de télévision pour la présentation des deux courbes. Les deux parties du dispositif peuvent être montées dans une baie standard, ou transportées grâce à des poignées fixées sur les parois des coffrets.

Le premier coffret comprend, sur le plateau frontal, un dispositif d'enregistrement tout à fait classique, de deux pistes sur une bande de 1/4 de pouce. L'extension à un plus grand nombre de pistes ne présente aucune difficulté de principe. Les deux signaux, entrant au niveau de 1 V, modulent chacun à ± 40 % une porteuse (standard IRIG) dont la fréquence est en relation avec la vitesse de défilement pour l'enregistrement. On peut condenser les valeurs dans le tableau suivant :

Vitesses de défilement	*Porteuse*	*Bande passante du signal*
4,75 cm/s	1 687 Hz	0 - 312 Hz
9,5 cm/s	3 375 Hz	0 - 625 Hz
19 cm/s	6 750 Hz	0 - 1 250 Hz

Dans l'appareil considéré, le changement des vitesses s'opère par déplacement d'une courroie sur des poulies.

Les modulateurs, grâce à l'enfoncement de touches, peuvent avoir leur fréquence porteuse fixée à 1 687, 3 375 ou 6 750 Hz suivant la vitesse choisie.

Le tambour tournant a un diamètre de 4 cm. Ce diamètre était plus ou moins imposé par la dimension du bloc de têtes utilisé. Mais il trouve sa justification de par la longueur de bande qui peut être ainsi lue. En effet, nous savons qu'il n'est pas nécessaire que la bande s'enroule tout autour du tambour, étant donné que le retour du balayage trame (50 Hz) occupe 1/5 à 1/4 du temps réservé à chaque trame. La longueur de l' d'enveloppement est donc égale à $\frac{4 \times \pi \times 3}{4} = 9{,}5$ cm

Ces 9,5 cm de bande correspondent à 2 s d'enregistrement à la vitesse de 4,75 cm/s, à 1 s à la vitesse de 9,5 cm/s, à 1/2 s à la vitesse de 19 cm/s.

Si l'on se refère aux bandes passantes du signal analogue correspondant, à savoir respectivement 0 - 312, 0 - 625, 0 - 1 250 Hz, on voit que la longueur de l'écran d'un tube de télévision, soit en gros 50 cm, est égale à la longueur du papier, dans le cas d'un enregistrement de type classique, que l'on pourrait observer d'un seul coup d'œil, et sur laquelle on pourrait discerner 625 cycles inscrits. La visualisation sur l'écran sera donc tout à fait comparable à celle sur le papier et conforme aux habitudes.

Dans ce premier appareil sont incorporés, outre les dispositifs mécaniques, les divers circuits des deux voies, tant en ce qui concerne l'enregistrement que la lecture, ainsi que les diverses alimentations nécessaires.

Le deuxième coffret est le moniteur de télévision recevant les deux signaux analogues provenant de la lecture et de la démodulation suivie du filtrage, ainsi que l'impulsion de synchronisation à 50 Hz.

5.2. Description des mécanismes

La figure 13 montre une vue du trajet de la bande de la bobine débitrice à la bobine réceptrice. On notera qu'il existe deux cabestans d'entraînement, l'un avant la tête tournante, l'autre après. Le second n'est pas indispensable, mais il était nécessaire pour faire différents essais de défilement destinés à mieux voir les diverses influences pouvant perturber la qualité du signal reproduit.

La tête d'enregistrement pour bande 1/4 de pouce est double.

La tête tournante est à circuit ferroxcube et peut lire 7 pistes. Les fentes ont une largeur de l'ordre du micron. Sur les 7, deux seulement sont utilisées. La sortie du signal se fait par deux transformateurs tournants. Pour éviter de faire réaliser des noyaux de forme spéciale, comme il serait nécessaire dans un modèle industriel pour 7 pistes, nous avons utilisé des pots de transformateurs en ferroxcube du commerce.

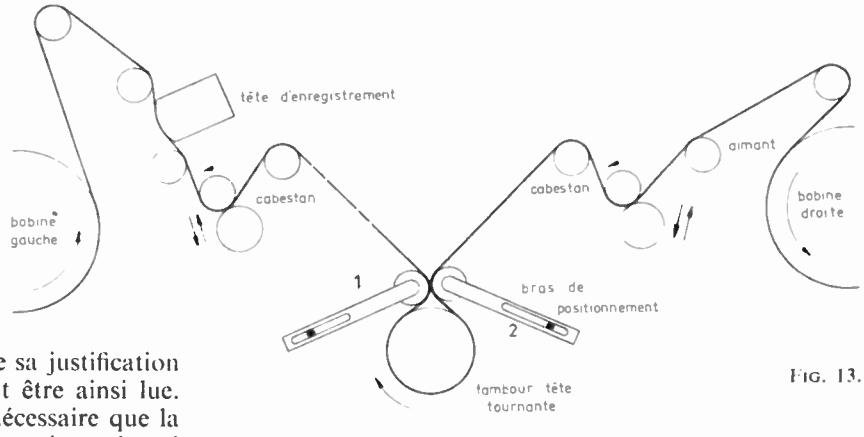


FIG. 13.

Les moteurs d'entraînement des cabestans sont des moteurs ordinaires de magnétophone.

Le moteur d'entraînement de la tête tournante est un moteur synchrone d'une puissance de 100 W. Cette puissance est d'ailleurs excessive.

Un doigt métallique à bout pointu et aimanté est solidaire de l'arbre du moteur. A chaque tour il passe devant une tête magnétique lectrice ordinaire qui produit ainsi une impulsion de plusieurs millivolts qui, amplifiée, sert à la synchronisation trame.

5.3. Description schématique des circuits (fig. 14)

Nous décrirons les circuits relatifs à une voie, ceux de la deuxième voie étant identiques.

Ils comprennent pour l'enregistrement :

— un amplificateur continu pour le signal entrant à 1 V,

— un modulateur dont la fréquence centrale est fixée par le choix des capacités d'un astable.

Ils comprennent pour la lecture :

— un amplificateur,

— un démodulateur,

— un filtre.

Comme on l'a vu les fréquences porteuses peuvent être à l'enregistrement 1 637, 3 375, 6 750 Hz.

A la lecture, les fréquences sont multipliées par le rapport de la vitesse de lecture et des vitesses d'enregistrement correspondantes. La circonférence du

tambour est égale à 12,56 cm, ce qui fait une vitesse linéaire de la tête de lecture égale à :

$$12{,}56 \times 50 = 618 \text{ cm/s}$$

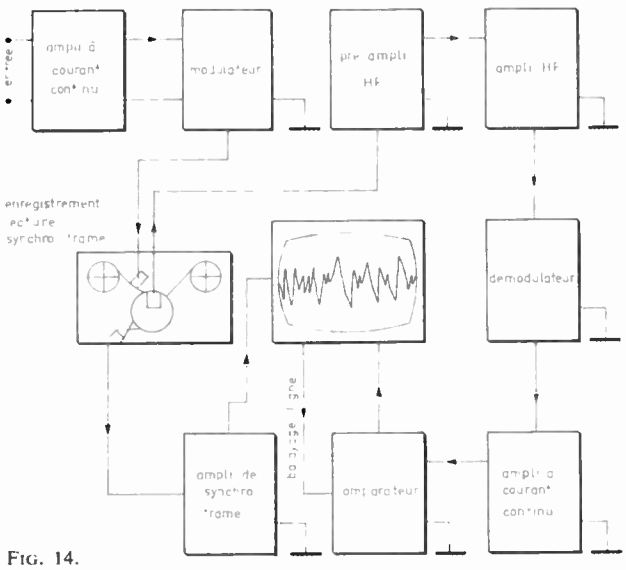


FIG. 14.

La fréquence porteuse lue sera voisine de :

$$\frac{618}{4{,}75} \times 1\,637 \approx 212\,000 \text{ Hz}$$

Cette fréquence est toujours la même car, quand on change de vitesse de défilement, on change aussi de porteuse d'enregistrement.

Cette fréquence porteuse est modulée à $\pm$ 40 % au maximum.

Les signaux lus, après amplification et écrêtage, sont dérivés. Les impulsions ainsi créées commandent un monostable dont les créneaux sont plus ou moins serrés suivant que la fréquence lue est plus ou moins élevée. Le filtrage final élimine la porteuse, ce qui revient à dire que les quantités de courant débitées à chaque créneau s'ajoutent pour donner un signal plus ou moins intense dans la bande basse fréquence considérée.

Nous citerons également le préamplificateur destiné à porter à 1 V l'impulsion de synchronisation trame à 50 Hz fournie par la tête magnétique auxiliaire.

Pour la présentation des courbes, le moniteur à tube cathodique comprend :

— un circuit de balayage ligne à fréquence « flottante » de l'ordre de 25 000 Hz.

— un comparateur de la tension du signal analogue et de la tension en dents de scie du balayage ligne,

— un circuit de balayage trame à 50 Hz synchronisé par le signal de la tête de lecture auxiliaire,

— l'alimentation haute tension du tube cathodique obtenue de façon classique à partir du balayage ligne,

— une alimentation basse tension des circuits.

Les bobines de déflection ont été, par rapport à un téléviseur normal, tournées de 90° de telle sorte que le balayage ligne soit vertical et le balayage trame horizontal.

Des boutons permettent :

— le réglage de l'amplitude de chacune des deux courbes reproduites,

— le réglage de la position moyenne sur l'écran de chacune des deux courbes,

— le réglage de l'intensité et du contraste.

La répartition des circuits dans les deux coffrets a été faite de telle sorte que l'enregistrement ainsi que la lecture se fassent uniquement dans le premier coffret, en vue de l'utilisation éventuelle de plusieurs moniteurs indépendants les uns des autres.

Il va de soi que les moniteurs pourraient être en couleurs, et que chaque courbe présentée pourrait avoir sa couleur propre.

Il est avantageux que le tube cathodique ait un écran légèrement rémanent. En effet, le nombre de lignes visibles à chaque trame sur l'écran est de l'ordre de 400. On ne peut avoir la prétention de discerner ainsi le dessin de sinusoïdes de fréquences égales ou supérieures à 400. Cependant, la fréquence ligne étant flottante, les lignes se déplacent d'une trame à l'autre et, la persistance de l'écran faisant office d'intégrateur optique, la définition en est augmentée en ce qui concerne le dessin des courbes. En cas de photographie de l'écran, le pointillé qui dessine les courbes disparaît pour une exposition de quelques dizièmes de seconde.

5.4. Résultat obtenu

La figure 15 représente les deux coffrets montés dans une baie standard et l'image de deux courbes enregistrées et vues sur l'écran du tube cathodique.

Du fait, d'une part de l'utilisation d'un moteur synchrone, pour le tambour tournant, et d'autre part de la position convenable de la tête magnétique auxiliaire pour l'impulsion de synchronisation trame, la courbe correspondant à la portion de bande enveloppant le tambour est correctement centrée et fixe sur l'écran.

La bande peut être immobilisée. Les courbes sont alors immobiles, et on peut les observer ainsi pendant au moins dix minutes. Au-delà, la bande s'use trop et des « trous » dans la lecture apportent, çà et là, des perturbations à la courbe. Cependant, en utilisant au lieu de bande ordinaire de la bande professionnelle spécialement traitée en surface, on peut notablement prolonger le temps de lecture. Quoiqu'il en soit, les dix minutes citées permettent largement l'observation et la prise de photographies.

Considérons à présent dans quelle mesure l'intégrité du signal est conservée, autrement dit quel est le bruit et quel est le respect de l'amplitude.

En ce qui concerne le bruit apporté par les circuits et la linéarité, il ne peut s'agir que des défauts dus aux instabilités de fréquence, du fait de la modulation de fréquence (ou d'impulsion codée en temps) et du niveau des signaux analogues au départ. Une autre source de fluctuations de fréquence est due aux fluctations de vitesse de la bande à l'enregistrement et à la lecture. On constate que les perturbations introduites

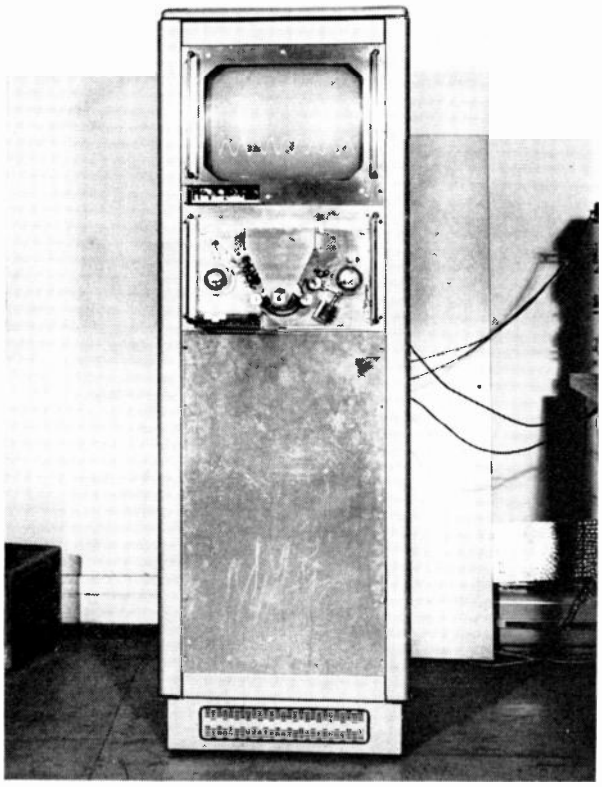


FIG. 15.

proviennent presque exclusivement du défilement à l'enregistrement, la lecture par le tambour tournant ne modifiant pratiquement pas les résultats.

Le bruit global de toute l'installation provenant des circuits et du défilement mécanique est, comme dans tout enregistrement magnétique, d'autant plus grand que la vitesse d'enregistrement est plus faible. Ce bruit se mesure directement sur l'écran en comparant l'amplitude maximale d'un signal sinusoïdal et les fluctuations de la courbe en cas de tension zéro. Les résultats sont les suivants :

vitesse d'enregistrement	*rapport bruit/signal maximal*
4,75 cm/s	4 %
9,5 cm/s	2 %
19 cm/s	1 %

5.5. REMARQUES

L'appareil, qui vient d'être décrit, constitue donc un moyen de visualiser les enregistrements magnétiques d'une façon quasi immédiate. En effet, la distance entre la tête d'enregistrement et la tête de lecture tournante peut correspondre à moins d'une seconde.

On peut réaliser des modèles simples pour une voie utilisant une mécanique simplifiée. Dans le cas de plusieurs voies, on peut avoir une présentation simple et économique des courbes sur un oscilloscope ordinaire si l'on se contente de les voir l'une après l'autre par commutation manuelle (ou automatique).

Si l'on veut les voir simultanément, on utilisera un dispositif genre télévision en noir ou en couleurs analogue à celui qui a été décrit.

Dans tous les cas, l'observation est tout à fait analogue à celle d'un signal inscrit sur papier. On peut en effet embrasser d'un seul coup d'œil le même nombre d'informations, le support (papier ou bande magnétique) pouvant être immobile, avancé ou reculé, lentement ou rapidement, pendant le temps de l'enregistrement ou après celui-ci.

Enfin on gardera en mémoire la possibilité du traitement de l'information par les machines automatiques de façon immédiate.

En ce qui concerne l'importance de l'appareillage, donc son prix, elle le classe dans une catégorie voisine des enregistreurs rapides (fréquence supérieure à 1 000 Hz) sur papier photographique.

6. Conclusion

Cette revue des diverses réalisations effectuées dans le domaine des enregistreurs a confirmé l'importance attribuée à cette question. Le nombre de solutions apportées pour le résoudre inclinerait cependant à penser que le problème n'est pas vraiment résolu. Jusqu'ici, seul s'est généralisé l'emploi des enregistreurs à style mécanique et papier bon marché dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 150 Hz. Un certain nombre de réalisations présentées par différentes firmes sont portables et alimentées par piles.

Dès que l'on veut accroître la fréquence de coupure, l'affaire se complique, comme on l'a vu. Si ce n'était le prix, comparativement très élevé, du papier photographique sans développement chimique dont nous avons parlé, on pourrait dire que c'est le procédé de l'inscription par faisceau lumineux et galvanomètre à miroir qui serait actuellement le plus proche de la solution industrielle de l'enregistrement de fréquence s'étendant de zéro à plusieurs milliers de hertz, fréquence de coupure satisfaisant présentement la plupart des besoins.

Il n'en reste pas moins que l'enregistrement avec fréquence de coupure élevée suppose, pour être lisible, rappelons-le, de grandes vitesses de défilement du papier (ou support) d'où de grandes longueurs à examiner. Il n'est pas rare, de plus, que, dans le domaine médical par exemple, on ait à enregistrer des paramètres biologiques pendant plusieurs dizaines de minutes et même plusieurs heures. La question qui se pose alors est la possibilité de traiter automatiquement les informations contenues dans l'enregistrement, car il n'est pas toujours souhaitable de traiter les informations avant enregistrement. Comme nous l'avons fait apparaître déjà, il n'est pas aisé de traiter des informations déjà inscrites sous forme de courbes lisibles. C'est ce qui nous a amené à envisager la solution du codage intermédiaire dont le détail a été exposé au chapitre 5. Le prix d'un tel appareil serait supérieur à celui des enregistrecurs photographiques industriels dont le prix, avec équipement auxiliaire, est de l'ordre de 20 000 F. Mais il faut noter que la différence de prix serait probablement rattrapée par l'économie faite sur quelques centaines de rouleaux de papier photographique. Ceux-ci, de 30 m de longueur chacun, sont rapidement utilisés si l'on garde en mémoire que, pour un enregistrement de 1 000 Hz, le papier doit défiler à plus de 1 m/s.

PROBLÈMES ÉLECTRONIQUES EN HORLOGERIE

par

J. JOUANNIC

Cétéhor, Besançon

1. Le Cétéhor et l'électronique horlogère

Le Centre Technique de l'Industrie Horlogère, CETEHOR, régi par la loi du 22 juillet 1948, a pour objet le progrès des techniques, l'amélioration de la production et de la qualité et, autre activité plus connue mais qui ne sera pas évoquée ici, de participer par ses contrôles à la garantie de cette qualité.

Le service électronique du CÉTÉHOR s'occupe, pour sa part, des applications de l'électronique à l'industrie horlogère.

2. Applications de l'électronique en horlogerie

Sans que cette classification soit immuable, ni que la liste soit exclusive, nous pouvons distinguer trois domaines d'applications :

— L'horlogerie scientifique de haute précision qui intéresse les laboratoires ou le marché professionnel : classe à part comprenant les horloges à résonance moléculaire ou atomique, qui y ont succédé aux horloges à quartz,

— L'horlogerie électrique commerciale, destinée au grand public : montres, pendulettes et réveils, ces deux derniers appareils étant désignés sous le nom de « gros volume » par opposition à l'industrie de « petit volume » vouée à la montre de poche ou de bracelet.

— Les appareils électroniques de mesure ou de commande utilisés à la fabrication ou au contrôle des produits horlogers.

Le champ d'action du CÉTÉHOR a été, le plus souvent, celui de l'horlogerie commerciale qui est sa vocation normale. Toutefois, avons-nous dit, les frontières entre ces trois domaines ne sont pas strictes ; et avant même l'institution du service électronique, le Centre avait étudié des appareils à son propre usage, notamment une machine automatique imprimant en clair sur un document la « marche » instantanée des montres soumises à son contrôle (machine CÉTÉHOR-BELIN présentée au Congrès International de Chronométrie de Munich en 1959) [1] (fig. 1).

L'horlogerie électrique « grand public » confie au CÉTÉHOR des sujets d'études relevant de deux classes principales :

— le perfectionnement des pendulettes électriques à balancier-spiral,

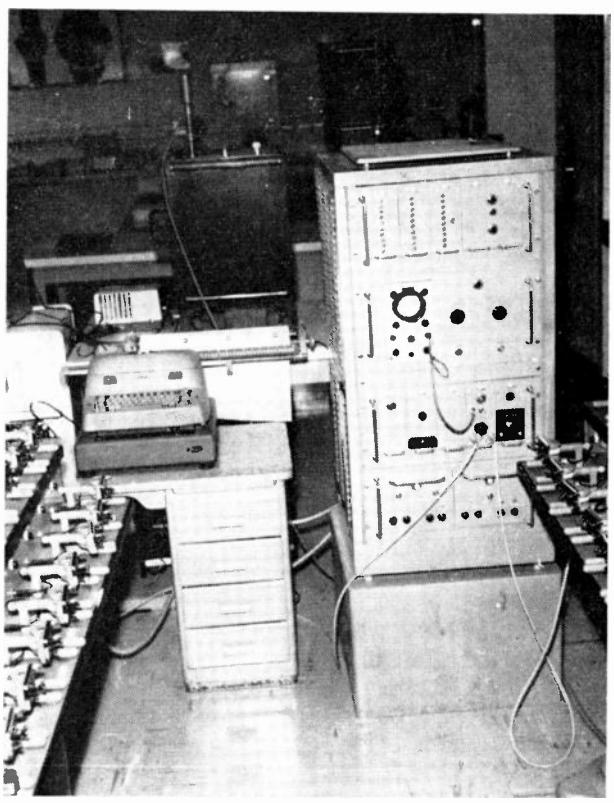


FIG. 1. — Photo de la Machine CETEHOR-BELIN (1959). Ce prototype est toujours en service. (Cliché P. LANGUE)

— les études de nouveaux oscillateurs électromécaniques haute fréquence sans paliers, destinés à remplacer ce balancier dans les futurs garde-temps, qu'il s'agisse d'horloges ou de montres-bracelets. On vise ainsi à éliminer les effets des champs de gravité et du vieillissement des huiles.

Cela s'est traduit, en pratique, par deux séries d'études ayant abouti à des réalisations :

— Moyens d'entretien électriques applicables à des résonateurs couvrant une gamme étendue de fréquences, depuis le balancier-spiral jusqu'aux diapasons.

— Diviseurs électroniques permettant d'actionner un moteur basse fréquence à partir des fréquences sonores ou ultra-sonores délivrées par les oscillateurs primaires.

3. Moyens d'entretien électroniques

Le dispositif entretenant un pendule (ou un balancier spiral) par contact rupteur et électroaimant (ou équipage électrodynamique, selon les lois de Laplace) est connu depuis HIPP et FÉRY. Il est exploité industriellement tant dans les horloges que dans les montres-bracelets électriques existant sur le marché.

Dans le but de s'affranchir des servitudes du contact mécanique qui deviendra de toutes façons inutilisable aux fréquences sonores, l'industrie horlogère a développé depuis 1953 les dispositifs à transistor dont le système de base reste le montage ATO [2]. Dans cet appareil (fig. 2) le balancier aimanté, passant par son point mort, induit dans une bobine « captrice » une impulsion de tension qui débloque et

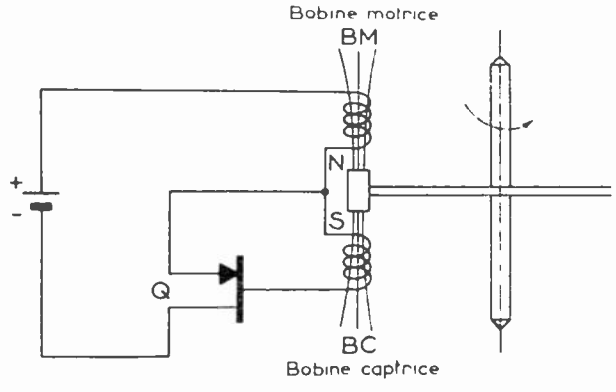


FIG. 2. — Schéma du procédé ATO (1953) d'entretien d'un balancier par transistor.

sature le transistor. Ce dernier, agissant en interrupteur, applique — à travers sa résistance interne très faible — la tension de pile à la bobine « motrice » qui est ainsi le siège d'une impulsion de courant, image de la précédente. Comme dans les moteurs thermiques allumés par magnéto, une vitesse minimale est nécessaire pour déclencher et maintenir l'entretien.

Divers perfectionnements ont été ajoutés à ce procédé par les fabricants, au cours des années :

— Condensateur « neutrodyne » étouffant les auto-oscillations électriques HF dues au couplage inductif parasite entre bobines,

— Polarisation automatique de base par cellule *RC* ajustant le seuil d'amorçage à l'amplitude moyenne des oscillations mécaniques,

— Dispositifs d'auto-démarrage du balancier.

Ce schéma, classique pour les pendulettes à transistor du commerce, a été appliqué à quelques prototypes de montres-bracelets (calibre suisse ESA9150, communications BEYNER-HUG et JEAN-ONOD au Congrès International de Chronométrie, Lausanne 1964 [3]).

Diverses précautions sont à prendre pour associer au mieux le dispositif électronique et le résonateur à entretenir. Ce dernier est, le plus souvent, un ensemble balancier-spiral affecté du défaut d'anisochronisme, c'est-à-dire que sa fréquence propre varie avec l'amplitude des oscillations. D'autre part, le calage réel de l'impulsion motrice par rapport au point mort produit un effet sur la fréquence, effet variable selon l'amplitude (même si le résonateur pris isolément est supposé isochrone) et selon la « surtension à la résonance » de ce résonateur. Ces observations, déjà classiques en horlogerie mécanique, ont fait l'objet de communications du CÉTÉHOR au Congrès de Valence de la Société Chronométrique de France [4] [5], en faisant référence cette fois au « facteur de surtension Q à la résonance », bien connu des électroniciens.

Cette pénétration des méthodes de l'électronique dans les études chronométriques a même été plus profonde grâce aux analogies électromécaniques. De telles analogies avaient été dégagées de façon remarquable par Paul JANET [6] et elles ont été reprises plus récemment sous une forme un peu différente [7] dans le but de faciliter l'étude de chaînes complexes d'oscillateurs électromécaniques.

Les difficultés essentielles que rencontre la réalisation d'oscillateurs à transistor dans le cadre de la montre-bracelet résultent indirectement de la place trop mesurée disponible, notamment en épaisseur, dans les boîtes conformes à la mode actuelle.

Le rendement énergétique d'un équipage du genre galvanomètre croît avec le champ magnétique permanent et la longueur utile du fil de la bobine. Et ce rendement conditionne non seulement la consommation, et par suite la durée de marche autonome sur micro-pile, mais encore la stabilisation de vitesse, donc d'amplitude, par la force contre-électromotrice induite : on a vu ci-dessus l'importance d'une amplitude constante si l'on désire une fréquence stable.

L'augmentation du champ magnétique d'excitation est vite limitée par la forme défavorable du circuit magnétique responsable de fuites importantes, le faible volume des aimants et le prix de ceux-ci dès qu'on fait appel à un alliage de qualité convenable tel que le platine-cobalt. Divers chercheurs ont donc tenté d'accroître le volume de la bobine motrice en éliminant la bobine captrice, ce qui revient à utiliser un circuit dipôle à résistance négative pour assurer l'entretien. Nous citerons rapidement les schémas suivants :

— Multivibrateur ou bascule astable [8] [9]. Une oscillation de relaxation permanente a sa pseudo-période légèrement supérieure à la période du résonateur mécanique et se synchronise sur elle dès que le résonateur est libéré.

Le système est autodémarreur mais on démontre, comme conséquence de l'étude citée plus haut [5], l'inconvénient chronométrique d'une impulsion calibrée en temps mais dont l'instant initial peut changer selon les variations erratiques du niveau de déclenchement.

— Bascule monostable déclenchée [10]. Le système n'est plus autodémarreur et le même inconvénient subsiste.

— Oscillateur bloqué à liaison par transformateur [11]. Du fait des faibles valeurs d'inductance réalisables sous ce volume, la durée d'impulsion unitaire est très faible. Aussi obtient-on généralement un train d'impulsions à haute fréquence lors de chaque déclanchement. Seule l'intensité moyenne obtenue par intégration agit sur le système mécanique et le rendement est faible.

— Diodes tunnel [12]. La tension à vide de la source ne doit pas dépasser 400 mV, ce qui élimine les piles classiques ; en outre, le courant de repos est trop élevé sur les diodes actuelles. La bobine est alors soumise à une attraction électromagnétique permanente nuisible, sauf complication du schéma.

Le CÉTÉHOR, pour sa part, a mis au point dans le même but, en 1964, un dispositif différent [13] faisant appel aux propriétés d'économie du montage à transistors complémentaires rappelées récemment ici-même [14] et au schéma de l'oscillateur FRANKLIN connu en émission radioélectrique [15]. Un amplificateur apériodique à deux étages assure le gain et l'inversion de phase à partir de la tension induite dans une bobine unique. Il est essentiel que l'impédance de la bobine, quand le vibrateur est immobile, soit très basse en module pour éviter les oscillations parasites sur la capacité répartie C ou la marche en bascule par couplage dû à la résistance d'enroulement ρ (fig. 3). Ce dernier couplage peut, d'ailleurs, être éliminé par un montage en pont avec une résistance supplémentaire de valeur ρ, au prix d'une réduction du rendement.

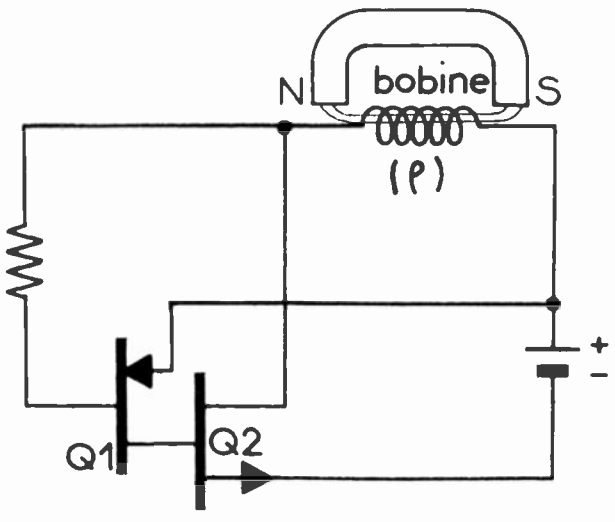


FIG. 3. — Schéma de l'autoentretien CETEHOR à bobine unique (1964).

Bien entendu, tous ces dispositifs d'entretien à transistor se prêtent à l'entraînement de moteurs à courant continu sans balais. En particulier, les montages à résistance négative permettent d'alimenter tout moteur synchrone monophasé à partir d'une source continue. Or de tels moteurs sont courants en horlogerie, certains sous forme miniaturisée (P. GEORGE, Présentation d'une horloge à quartz [3]).

Un fait intéressant à signaler est la facilité d'asservissement en vitesse et en phase des moteurs ainsi excités : il suffit d'alimenter le circuit à transistors, non par une tension continue mais par des signaux carrés unipolaires dont la fréquence est fonction de la vitesse désirée et du nombre de paires de pôles du moteur. Ce procédé de synchronisation dérive du montage LEBEDEW [16] [17]. Il est particulièrement économique parce que les impulsions de courant moteur ne circulent que pendant la fraction de temps où elles fournissent un travail utile. Si le nombre de pôles est élevé, on réalise l'équivalent d'une démultiplication de fréquence supplémentaire, analogue au procédé suisse KRASSOIEVITCH [18].

4. Diviseurs électroniques de fréquence

Nous verrons, plus loin, que l'horlogerie a intérêt à utiliser des oscillateurs à fréquence de plus en plus élevée et soumis à des charges négligeables. Cette double condition donne toute leur importance aux diviseurs de fréquences. Les facteurs de division souhaitables s'étagent entre $K = 100$ (cas d'un diapason) et $K = 100\,000$ (cas d'un quartz). Dans ces conditions, l'intérêt des montages simples permettant une division par étage au moins égale à $n = 10$ est évident.

Mais l'emploi en horlogerie autonome portative présente des servitudes particulières.

Un tel diviseur de fréquence ne doit pas délivrer de signal à la sortie si l'oscillateur, ou un diviseur situé en amont, vient à s'arrêter : ceci élimine les dispositifs astables synchronisés semblables aux multivibrateurs classiques. L'appareil devant, en général, fonctionner sur pile devra consommer peu. Ces deux premières conditions conduisent, pour chaque étage du diviseur, à un circuit stable naturellement et ne débitant un courant notable que pendant l'impulsion de sortie.

Pour ne pas aboutir à un nombre total de composants prohibitif, il importe que chaque étage donne un rapport de division maximal pour un nombre de composants minimal : ce sera notre second critère. Au stade du montage de composants discrets, il est hors de question de procéder à un tri ou à des appairages méticuleux ; au stade ultérieur du circuit intégré, on sera encore très heureux de pouvoir disposer de tolérances larges. Cela élimine, dans notre cas, les ajustements trop critiques.

Bien entendu, l'emploi de semiconducteurs en dehors du laboratoire n'est possible que si le schéma choisi conserve ses performances aux diverses températures que rencontrera l'appareil en usage normal.

Les diviseurs apériodiques à « accumulation de charge » ou en « escalier » [19] [20] constituent une approche du problème, mais le nombre de composants demeure important. Aussi avons-nous cherché à profiter de la seule circonstance favorable que nous donne l'utilisation horlogère, à savoir une fréquence fixe. Nous avons donc construit au CÉTÉHOR un diviseur [21] à constante de temps, déclanché et pouvant occuper trois états (fig. 4).

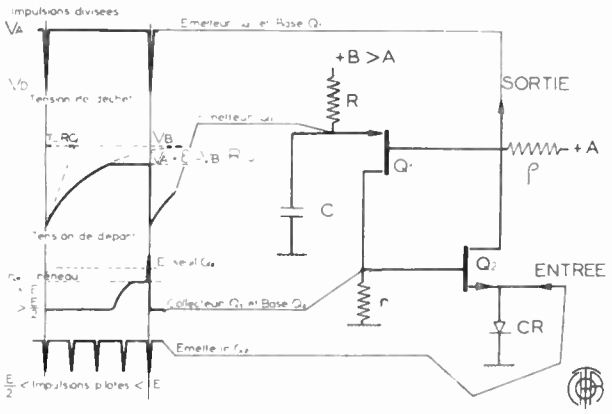


FIG. 4. — Schéma du diviseur CETEHOR à deux transistors (1965).

Le diviseur comporte deux transistors complémentaires montés en bascule, une diode et quelques composants passifs. Il permet une division par 10 ou 12 facilement, le rapport ayant été poussé à 20 en laboratoire dans une gamme de températures de 0° à 36°. Le fonctionnement est le suivant :

A l'issue d'un cycle antérieur, le condensateur C a été déchargé et le montage se trouve dans un premier état dit « de blocage » aucun courant ne circulant dans les transistors. Les impulsions de pilotage, de période t, arrivent sur l'émetteur de Q_2 mais sont inférieurs au seuil E de déclenchement de ce dernier : ici ce seuil est assuré par la nature du transistor Q_2 supposé du type NPN silicium. Une source supplémentaire de tension de polarisation ferait le même office.

Pendant l'état de blocage, les sources en série rechargent le condensateur C. La tension d'équilibre limite serait V_B, mais dès que l'émetteur de Q_1 atteint la tension intermédiaire V_A, ce transistor conduit seul à un régime imposé par la résistance d'émetteur, soit :

$$i_0 \# \frac{V_B - V_A}{R}.$$

Ceci se produit après un temps dont l'ordre de grandeur est RC, et le seul ajustement consiste à le régler entre les valeurs :

$$(n-1)t \text{ et } n \cdot t$$

La dent de scie d'émetteur s'interrompt à une valeur un peu supérieure à V_A et la résistance de collecteur r est siège d'une tension en créneau :

$$U \# ri_0 \# \frac{r}{R}(V_B - V_A).$$

Cette tension, grâce à l'effet stabilisateur de la résistance R, peut être maintenue inférieure au seuil E, ce qui fixe le système dans l'état « d'attente », le seul stable en l'absence d'impulsions de pilotage. Comme cet état cesse à l'arrivée de la n^e impulsion, il dure au maximum $1/n$ du temps, en régime normal.

Pratiquement, dans une gamme de 40 °C, entre -5 et $+35$ °C, le niveau de U reste stable à 20 % près en prenant pour Q_1 n'importe quel transistor au germanium et des tensions V_A et $(V_B - V_A)$ de l'ordre du volt.

Le troisième état, dit « d'impulsion », est très bref et correspond au basculement rapide des deux transistors à l'état saturé sous l'effet de la n^e impulsion de pilotage. Le condensateur C se décharge rapidement à travers Q_1, le circuit de base de Q_2 et la diode CR qui évite le blocage de ce dernier transistor. On utilise avantageusement une diode germanium à pointe d'or pour sa faible chute directe (genre SFD121 COSEM). L'impulsion de sortie, de polarité convenable pour les diviseurs ultérieurs, est disponible sur le collecteur de Q_2.

Le circuit se retrouve alors dans l'état de blocage.

Divers transistors ont été utilisés :

OC71	RTC	pour Q_1
OC59	RTC	
SFT228	COSEM	
AC132	RTC	
2N1565 ou 1566	COSEM	pour Q_2
2N1706	COSEM	
2N736	COSEM	
BFY22 ou 23	INTERMETALL	
AC127	RTC	
germanium avec polarisation		

D'autre part, en inversant le rôle des transistors PNP-NPN, la polarité opposée peut être adoptée. Toutefois, le montage le plus simple et le plus sûr utilise pour Q_2 un transistor NPN silicium courant (2N706) et pour Q_1 un PNP germanium à faible fuite (SFT237 COSEM). La consommation d'un étage est, avec ces transistors, de 50 μA.

Une limite du facteur n de division unitaire est l'inclinaison du front avant du créneau, croissante avec la capacité C, ce qui réduit le pouvoir séparateur entre deux impulsions de pilotage successives, surtout aux fréquences élevées. Nous avons réalisé une division stable par 8 à partir de 200 kHz.

Une autre limite de n est liée à la gamme de température : c'est le glissement relatif de la tension base-émetteur de Q_1 vis-à-vis de l'amplitude totale de la dent de scie d'émetteur. On démontre que la meilleure stabilité est obtenue pour :

$$\frac{V_B}{V_B - V_A} = e = 2{,}718.$$

Le défaut résiduel peut encore être amenuisé soit par compensation thermique en ajoutant un élément thermosensible, soit en portant les tensions d'alimentation à plusieurs volts.

Le CÉTÉHOR a réalisé sur ce principe deux chaînes d'horloges à quartz.

La première a été incorporée en 1965 à une maquette de pendulette de 150 × 100 × 70 mm (fig. 5). L'oscillation est fournie par un quartz LPE à 76,8 kHz provenant d'un appareil à régler les montres. Les diviseurs, au nombre de quatre (facteurs 3 × 8 × 8 × 8, soit 1 536), utilisent des couples AC127-AC132 au germanium. Le signal de sortie à 50 Hz synchronise, par le procédé LEBEDEW cité plus haut, un moteur ATO à transistor provenant d'un mouvement du commerce modifié.

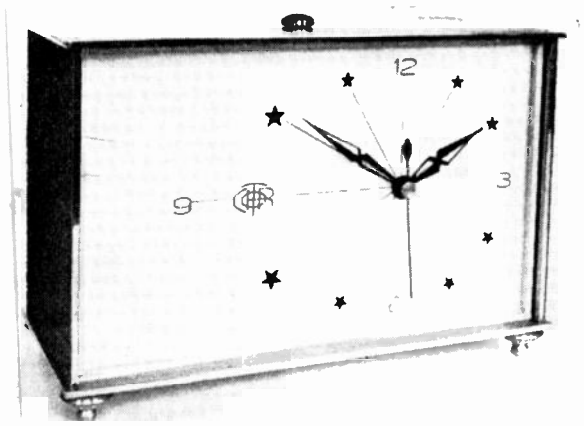


FIG. 5. — Photo d'une maquette de pendulette à quartz (1965) avec division de fréquence par 1536. (Cliché CÉTÉHOR)

La seconde chaîne a été réalisée en 1966 en câblage imprimé sous une forme semi-industrielle (fig. 6). Elle part d'un quartz CSF « L19 » à 200 kHz. Les diviseurs, au nombre de cinq (facteurs 5 × 8 × 8 × 5 × 5, soit 8 000), utilisent des couples SFT237-2N706 et délivrent un signal de sortie à 25 Hz. L'emploi partiel de la compensation thermique par résistances RT-CTN a fait passer la gamme de travail à l'étendue −10 °C/+50 °C pour une tension d'alimentation totale de 4,5 V.

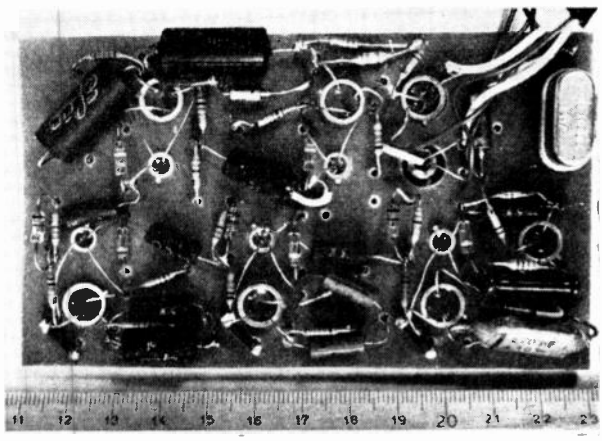


FIG. 6. — Photo d'une chaîne de division par 8 000 sur câblage imprimé 200 kHz 25 Hz (1966). (Cliché CÉTÉHOR)

5. Vues d'avenir.

La précision des montres ou pendules électriques classiques est limitée par l'évolution des frottements de pivots, liée au vieillissement des huiles, ainsi que par la sensibilité de l'équipage mobile aux accélérations variables, ne serait-ce que le changement de position dans le champ de gravité terrestre.

CASPARI a établi une formule donnant la perturbation de période (ou de fréquence) due au déséquilibre d'un balancier équipé, applicable à tout oscillateur mécanique tournant autour de son centre instantané de rotation. Avec les notations suivantes [22] :

a distance du centre de gravité de la masse mobile au centre d'oscillation en cm,

R rayon de giration en cm,

F fréquence de l'oscillateur en kHz,

pour les faibles amplitudes et avec l'approximation

$$\frac{\vec{g}}{\pi^2} \# 100,$$

on peut mettre la formule de CASPARI sous la forme :

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{1{,}25\,a}{R^2 F^2}$$

ΔF exprime la différence absolue de fréquence entre le fonctionnement en position horizontale (centre de gravité à altitude fixe) et l'un des deux fonctionnements en position verticale, la position moyenne du centre de gravité étant alors sur la verticale du centre d'oscillation. Si on applique une accélération artificielle $\gamma > \vec{g}$, la dérive sera accrue dans le rapport $\gamma/\vec{g}$. On voit que la fréquence F figure par son carré au dénominateur du second terme d'où l'intérêt théorique d'un accroissement de fréquence.

Les chercheurs horlogers se sont donc tournés vers l'emploi de nouveaux oscillateurs autoporteurs à fréquence élevée. Nous citerons comme réalisations industrielles la montre bracelet américaine « ACCUTRON » BULOVA (basée sur les travaux du Suisse Max HETZEL) [23] et la pendulette japonaise « COSMOS » JECO [24]. Toutes deux utilisent des diapasons à 300 Hz environ actionnant directement un rouage-compteur soit par encliquetage mécanique, soit par encliquetage magnétique [25]. Les diapasons sont entretenus par un montage électromagnétique plus ou moins similaire de celui du schéma ATO.

En vue d'annuler la sensibilité résiduelle des diapasons ordinaires aux accélérations, d'autres principes ont été étudiés (diapasons de flexion fermés, genre BOUCHEROT-SCHELKUNOFF [26] ou vibrateurs de torsion [27]).

La conséquence logique de cette évolution doit être une séparation complète, grâce à un amplificateur tampon, entre oscillateur et commande du rouage, pour ne considérer que les modes d'affichage mécaniques classiques de l'heure. Cet amplificateur sera alors associé à un diviseur de fréquence, tel que ceux dont nous avons parlé, pour attaquer sous basse fréquence l'organe d'affichage. Bien

entendu, l'application aux garde-temps de petit volume fera appel à la microélectronique, peut-être sous une forme nouvelle combinant oscillateur mécanique à bas niveau et organes électroniques [28], telle que le « transistor à résonance » ou « R.G.T. ».

Ils est frappant pour un électronicien de constater la similitude qui lie « électronique horlogère » et « technique des émetteurs radioélectriques ». Dans les deux cas, on a commencé par utiliser des auto-oscillateurs couplés directement à la charge (balancier-spiral et ancre motrice — oscillateurs de puissance HARTLEY, MESNY ou plus tard klystrons UHF) puis on a séparé les fonctions : de pilotage (diapason ou quartz), de conversion de fréquence (diviseur — multiplicateur) et de relais de puissance à haut rendement (moteur à transistor — étage de sortie). Cette similitude est marquée pour l'émission alors que, pour les autres branches de l'électronique [29], la parenté est bien plus faible car elles ont, au cours des dernières années, mis l'accent sur les vitesses de transmission et les larges bandes passantes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Machine Cetehor-Belin B.F. n° 1 231 733.

[2] Procédé ATO (Lavet-Dietsch), B.F. n° 1 090 564.

[3] Actes du Congrès International de Chronométrie, Lausanne 1964, publiés par la Sté Suisse de Chronométrie à Neuchâtel.

[4] LANGUE P. — Facteur de qualité et Isochronisme, *Annales Françaises de chronométrie* (1964-2) Publication observatoire de Besançon.

[5] JOUANNIC J. — Facteur de qualité des balanciers-moteurs, *Annales Françaises de Chronométrie* (1964-3).

[6] JANET P. — *Annales Françaises de chronométrie* (1935-3).

[7] KIENAST W. — Considérations d'analogies électriques d'oscillateurs mécaniques, C.I.C. Lausanne 1964, voir [3].

[8] Procédé Charvet-Delorme, B.F. n° 1 256 386.

[9] Procédé Société Suisse pour l'industrie horlogère, B.F. n° 1 286 383.

[10] Procédé Durowe, brevet suisse n° 354 032.

[11] Procédé Philips, brevet allemand n° 1 073 967.

[12] Procédé Kundo, B.F. n° 1 281 081.

[13] Auto entretien à bobine unique, B.F. n° 1 447 424.

[14] OEHMICHEN J.P. — Utilisation des transistors complémentaires, *l'Onde Electrique*, janvier 1966.

[15] MESNY R. — Radio Electricité générale, t. II, p. 220.

[16] BOUASSE. — Pendule, spiral, diapason, 1920, p. 348.

[17] GRANIER. — Pendules électriques, Dunod 1935.

[18] Procédé Krassoievitch, B.F. n° 1 332 784.

[19] Diviseur de fréquence, schéma 662, manuel d'application semiconducteurs SESCO, mai 1962.

[20] VITTOZ, GUTKNECHT. — Un circuit diviseur de fréquence et sa réalisation microminiaturisée, CIC Lausanne 1964, voir [3].

[21] Diviseur électronique de fréquence, B.F. n° 1 448 173.

[22] LANGUE P. — Etude Cétéhor non publiée, novembre 1965.

[23] Procédé Bulova, brevet suisse n° 312 290, B.F. n° 1 102 373, B.F. n° 1 322 145.

[24] Procédé Nihon Denki Tokei, B.F. n° 1 372 513.

[25] Procédés Horstmann-Clifford, B.F. n° 1 133 208.

[26] CHALEAT, LALLEMENT, OUDET. — Formes d'oscillateurs annulaires, *Annales Françaises de chronométrie* (1964-3).

[27] LALLEMENT G. — Diapasons de torsion, C.I.C. Lausanne 1964, voir [3].

[28] NEWELL W.E. — Ultrasons dans les circuits intégrés, Proceedings IEEE, octobre 1965.

[29] WELLINGER R. — L'électronique et la mesure du temps, C.I.C. Lausanne 1964, voir [3].

RELATIONS ENTRE SIGNAUX ET BRUITS DANS LES VOIES PHOTONIQUES DE COMMUNICATION OPTIQUE A MODULATION D'IMPULSIONS (*)

PAR

V.I. MAKKAVEYEV

École Supérieure des Télécommunications de Léningrad

1. Préambule

On appelle voie photonique une voie de communication dans laquelle un bruit, causé par la structure discrète photonique de l'émission électromagnétique dépasse tous les autres bruits [1]. Dans un grand nombre de cas, cette condition est satisfaite pour les systèmes de communication optiques, utilisant des lasers et des récepteurs photoélectroniques. De tels systèmes seront considérés au cours de notre exposé.

On ne discutera pas le problème de trouver des méthodes optimales de modulation et démodulation de l'émission d'un laser au point de vue de la théorie de l'information. C'est seulement l'utilisation de systèmes connus de modulation d'impulsions, tels que Modulation Codée des Impulsions (MCI), Modulation d'Impulsions en Position (MIP), Modulation des Impulsions en Fréquence (MIF) et Modulation des Impulsions en Largeur (MIL) qui sera envisagée.

On suppose que le système de communication optique est destiné à la transmission des courants téléphoniques. C'est pour cette raison que les critères suivants sont choisis pour apprécier l'influence des bruits :

a) Le rapport signal/bruit dans la voie téléphonique pour les perturbations perceptibles comme des bruits continus ;

b) La probabilité des erreurs de transmission, c'est-à-dire la probabilité de la perte des impulsions utiles du signal et de l'apparition des impulsions fausses causées par la perturbation. Ce genre de bruits cause des bruits impulsifs.

(*) Exposé présenté à la Session de la Société POPOV de la Technique Radio et de l'Électronique (Moscou, juin 1966).

Ce critère est aussi utile pour apprécier la voie téléphonique comme moyen de transmission de données.

Des articles ont été publiés (par exemple [2]) dans lesquels les bruits des communications optiques sont étudiés par une méthode spectrale. On calcule, en partant du spectre énergétique du courant du photodétecteur, la valeur du carré moyen pour le signal et pour le bruit dans une bande de fréquence déterminée. On calcule ensuite le rapport signal/bruit pour le photocourant, c'est-à-dire pour le courant dans la charge de photorécepteur. Cette méthode d'analyse des bruits de voies téléphoniques possède des défauts considérables, particulièrement en cas d'utilisation de la modulation des impulsions. Les défauts principaux sont les suivants :

1° Le rapport signal/bruit pour le photocourant contient, en plusieurs cas, peu d'information sur la valeur du rapport signal/bruit dans une voie téléphonique ainsi que sur la probabilité des erreurs de transmission.

En calculant l'influence des bruits des communications par impulsions, on doit tenir compte des caractéristiques statistiques du photocourant. Une étude plus détaillée de cette question sera faite.

2° On considère le convertisseur photoélectrique essentiellement comme un détecteur quadratique. En même temps, on introduit une série d'approximations assez mal justifiées, par exemple celle de l'existence d'une répartition normale du vecteur champ électrique sur la surface de la photocathode.

Dans l'exposé présenté, le convertisseur photoélectrique est considéré comme un dispositif qui transforme chaque photon en un photoélectron avec une probabilité déterminée.

2. Probabilité d'erreur de transmission dans une communication optique

Considérons les voies photoniques des communications optiques dont les figures 1*a*, *b*, *c* montrent les schémas-blocs.

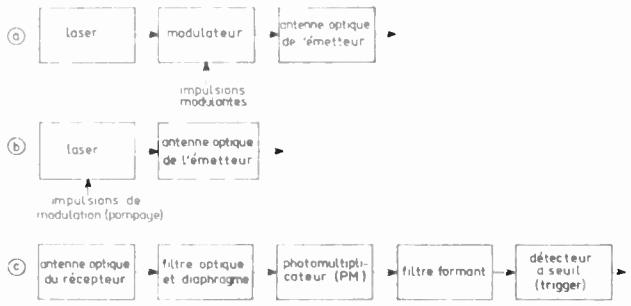


FIG. 1. — Schémas blocs de voies photoniques des systèmes optiquee de télécommunication.

La figure 1*a* nous montre le schéma d'un transmetteur utilisant l'émission d'un laser continu et un modulateur extérieur, les figures 1*b* correspondent à un laser modulé par pompage (par exemple un laser à semiconducteur). La figure 1*c* représente le schéma du récepteur qui est commun pour les deux versions de l'émetteur.

Le filtre optique à bande étroite du récepteur sépare la composante spectrale utile du signal reçu et le bruit extérieur du fond, le diaphragme a pour but la diminution de l'angle de réception (également pour diminuer l'influence de fond).

A la sortie du dispositif-seuil (trigger) du récepteur, au moment où la tension à l'entrée dépasse la valeur de seuil, une impulsion paraît qui possède une amplitude et une durée déterminées. La destination des autres éléments de la figure 1 est évidente.

Supposons que l'émission du laser soit modulée par une impulsion $f(t)$ de durée τ (fig. 2). Pour simplifier le calcul, supposons une impulsion rectangulaire. La forme de l'impulsion a une signification pour l'étude des bruits diaphoniques d'origine transitoire et des limitations causées par la bande des fréquences transmise. Dans ce texte, nous ne considèrons pas les perturbations de nature transitoire, les limitations dues à la bande de fréquences n'interviennent pas dans la bande optique. Enfin supposons que la réponse impulsionnelle du filtre possède, elle aussi, une forme rectangulaire.

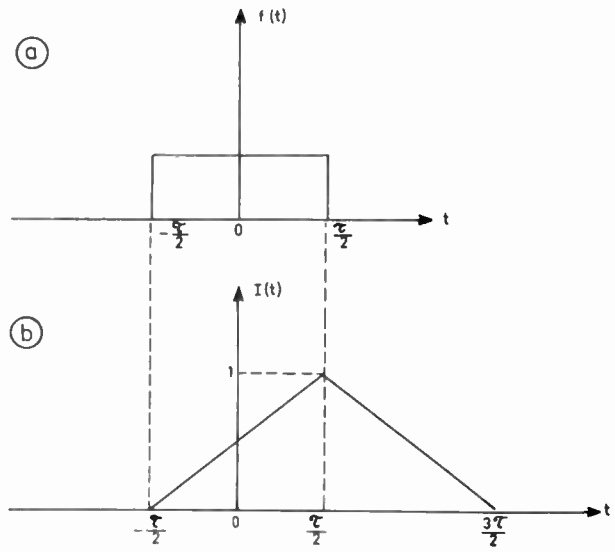


FIG. 2. — *a)* Impulsion de modulation
b) Courbe de la jonction $J(t)$

La forme rectangulaire des impulsions permet de faire voir avec la plus grande netteté les propriétés des bruits existant dans une voie photonique. L'étude des systèmes utilisant d'autres formes d'impulsion peut être réalisée à l'aide de méthodes analogues à celle qui suit, mais les calculs mathématiques seront plus compliqués.

Admettons que tous les éléments de la voie jusqu'à la cathode du photomultiplicateur (PM) n'introduisent pas de distorsions considérables de la forme des impulsions : cela veut dire que la photocathode est illuminée par une impulsion qui correspond à la figure 2. Admettons aussi l'indépendance statistique des moments d'apparition des photoélectrons sortant de la photocathode sous l'influence de l'émission reçue. Cette condition correspond à une distribution de Poisson pour le nombre des photoélectrons qui quittent la photocathode pendant la durée de l'action d'une impulsion.

On a démontré en théorie [3] et vérifié expérimentalement [4], [5], que le nombre des photoélectrons suit une loi de distribution de Poisson sous condition que la photocathode reçoive l'émission d'un laser monomode.

La distribution de Poisson pour le nombre des photoélectrons est également valable en cas d'irradiation de la photocathode par la lumière d'une source incohérente sous la condition que le nombre moyen des photoélectrons par seconde, divisé par la largeur de raie de la source d'émission donne une quantité assez petite [6].

Chaque photoélectron passe par le système des dynodes du PM causant l'apparition des électrons secondaires. Supposons les fluctuations du facteur d'amplification du système de dynodes négligeables. En ce cas, avec un filtre formant (fig. 1*c*) qui possède une réponse impulsionnelle rectangulaire nous aurons à la sortie de ce filtre pour l'impulsion de courant à travers la résistance de charge, obtenue pendant l'émission au moment t_r la formule suivante :

$$j'_e(t, t_r) = \begin{cases} j'_0 & t \in [t_r, t_r + \Delta t] \\ 0 & t \bar{\in} [t_r, t_r + \Delta t] \end{cases} \qquad (1)$$

où Δt, durée de la réponse impulsionnelle du filtre formant et j'_0, l'amplitude de la réponse, déterminée par le coefficient de transmission du filtre et par le système de dynodes du PM.

Introduisons le courant relatif $j_e = \frac{j'_e}{j'_0}$, (1) devient :

$$j_e(t, t_r) = \begin{cases} 1 & t \in [t_r, t_r + \Delta t] \\ 0 & t \bar{\in} [t_r, t_r + \Delta t]. \end{cases} \qquad (2)$$

Pour commencer, étudions les erreurs de transmission. L'influence de ces erreurs sera appréciée par la probabilité de faute P_f, égale à

$$P_f = \frac{1}{2}(P_0 + P_p) \tag{3}$$

où P_0, probabilité de fausse alarme ; P_p, probabilité de la perte d'une impulsion.

Admettons que la détection de la présence ou de l'absence d'une impulsion soit effectuée dans l'intervalle de temps $[\tau/2,\ \tau/2 + \Delta t]$. La réponse impulsionnelle du filtre formant a une forme rectangulaire. C'est pourquoi, dans cet intervalle, le courant relatif à la sortie de filtre créé par une impulsion due à un photoélectron peut avoir seulement deux valeurs : 0 ou 1 (formule (2)).

Lorsque $\Delta t \geqslant \tau$, la probabilité d'avoir un courant global (1) dépassant dans l'intervalle de temps $[-\tau/2,\ \tau/2 + \Delta t]$ une valeur-seuil déterminée est égale à la probabilité d'émission par la photocathode dans l'intervalle $[-\tau/2,\ \tau/2]$ d'un nombre de photoélectrons dépassant la même valeur-seuil. Cela veut dire que le système fonctionne comme un compteur de photoélectrons. Ce régime correspond à des conditions optimales de fonctionnement du détecteur photonique [7]. Pour déterminer la valeur-seuil qui corresponde à un minimum de P_f, on peut profiter de la relation de vraisemblance que nous désignons par Λ [8]. Cette relation a été appliquée pour la première fois à un détecteur photonique par les auteurs de [7] :

$$\Lambda = \frac{P[K/\text{imp}]}{P[K/\text{pas d'imp}]} \tag{4}$$

où $P[K/\text{imp}]$, $P[K/\text{pas d'imp}]$, probabilités conditionnelles de la réception d'un nombre K de photoélectrons respectivement en présence ou en l'absence d'impulsion.

On décide que l'impulsion est présente si $\Lambda > 1$, le cas contraire correspondant à l'absence d'impulsion.

Si la distribution du nombre de photoélectrons obéit à la loi de Poisson, on peut écrire :

$$P[K/\text{imp}] = \frac{(\bar{K} + \bar{n}_b)^K}{K!}\, e^{-(\bar{K}+\bar{n}_b)}$$

$$P[K/\text{pas d'imp}] = \frac{\bar{n}_b^K}{K!}\, e^{-\bar{n}_b} \tag{5}$$

où $\bar{K}$ est le nombre moyen des photoélectrons de signal par impulsion ; $\bar{n}_b$ est le nombre moyen des photoélectrons de bruit par impulsion.

Lorsque $\Lambda = 1$, $K = n_0$, nombre-seuil des photoélectrons. De (4) et (5) on peut déduire :

$$n_0 = \frac{\bar{K}}{\ln\left(1 + \dfrac{\bar{K}}{\bar{n}_b}\right)}. \tag{6}$$

Si on augmente $\bar{n}_b$, $\bar{K}$ doit aussi être augmenté pour que la probabilité de faute reste constante. Une conclusion analogue sera obtenue si on maintient constant le rapport signal/bruit du photocourant $\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph}$. De fait, si on reçoit une impulsion au moment $t = \tau/2$, ce rapport est égal à :

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{ph} = \frac{\bar{K}^2}{\bar{K} + \bar{n}_b} \tag{7}$$

parce que, si la distribution du nombre de photoélectrons du signal et du bruit suit la loi de Poisson, la variance de ce nombre doit être égal à $\bar{K} + \bar{n}_b$.

Le tableau 1 contient les valeurs de $\bar{K}$ calculées à l'aide des formules (5) et (7) pour diverses valeurs de $\bar{n}_b$. La première colonne de ce tableau contient les valeurs de $\bar{n}_b$, la dernière, les valeurs de $\bar{K}$ pour $P_f = 10^{-6}$, l'avant-dernière, les valeur de $\bar{K}$ obtenues lorsque le rapport signal/bruit (7) est constant pour $\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph} = 13$. c'est-à-dire pour la valeur de $\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph}$ correspondant à $\bar{K} = 13$ si $\bar{n}_b = 0$. Le même tableau contient les valeurs du nombre-seuil des électrons par impulsion, obtenues à l'aide de (6).

En confrontant les deux dernières colonnes du tableau, on peut voir que le rapport $\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph}$ représente une appréciation incorrecte de l'influence des bruits extérieurs sur les erreurs de transmission. La cons-

(1) courant somme, ou courant global.

TABLEAU I

nombre moyen des photoélectrons du bruit par impulsion $\bar{n}_b$	$P_f = 1/2(P_o + P_p)$	$\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph}$	nombre-seuil des électrons n_0	$\bar{K}$ calculé à la condition $\left(\dfrac{P_S}{P_N}\right)_{ph} = C^{te}$	$\bar{K}$ calculé à la condition P_f = Cte
0	10^{-6}	13	0	13	13
0,1	—	—	6	13,1	27
1	—	—	10	13,9	36
10	—	—	30	19,6	65

tance du rapport signal/bruit n'assure pas la constance de la probabilité de faute pour divers niveaux du bruit extérieur, elle conduit à une appréciation trop optimiste en ce qui concerne l'augmentation que doit subir la puissance du signal quand la puissance de bruit croît.

3. Relations concernant les signaux et les bruits dans un système de communication optique utilisant la modulation codée des impulsions (MCI)

Les résultats des calculs précédents peuvent être appliqués à un système à modulation d'impulsions codées MCI. D'après [9] on sait que, pour un système de MCI fonctionnant dans les conditions d'un bruit additif caractérisé par une distribution normale des amplitudes, il existe une valeur-seuil du rapport signal/bruit qui est déterminée assez précisément c'est la valeur qui assure une probabilité de faute égale à peu près à 10^{-6}. Cette valeur correspond en moyenne à 3,8 fautes par minute pour une fréquence de répétition des impulsions de 64 kHz. Admettons, que la probabilité de faute pour un système de communication optique doive avoir la même valeur que pour une communication avec bruit additif c'est-à-dire qu'elle doive être égale à 10^{-6}. La probabilité de faute étant connue, on peut calculer $\bar{K}$, nombre moyen de photoélectrons du signal par impulsion, à l'aide de la méthode exposée dans le paragraphe précédent; $\bar{K}$ étant connu, on peut trouver le nombre moyen de photons du signal par une impulsion $\bar{m}$:

$$\bar{m} = \frac{\bar{K}}{\eta} \tag{8}$$

et la puissance de l'impulsion P_{imp} :

$$P_{imp} = \frac{\bar{m} h\nu}{\tau}. \tag{9}$$

Dans ces formules :

η, est le rendement quantique de la photocathode, c'est-à-dire le rapport du nombre des photoélectrons émis et du nombre des photons;

h, constante de Planck,

ν, fréquence de la porteuse optique.

La quantité $\bar{n}_b$ peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$\bar{n}_b = \frac{P_b \tau}{h\nu} \cdot \eta \tag{10}$$

où P_b est la puissance moyenne du bruit de fond, arrivant à la photocathode.

Considérons le cas où le nombre de photoélectrons par impulsion est grand pour le signal comme pour le bruit. Il est intéressant d'obtenir dans ces conditions des formules approximatives pour calculer le niveau de seuil et la valeur $\bar{K}$, la probabilité de faute étant donnée. En ce cas, la distribution de Poisson s'approche de la distribution de Gauss [10], c'est-à-dire que :

$$P_p = \sum_{k < \bar{K} + \bar{n}_b + \beta_1 \sqrt{\bar{K} + \bar{n}_b} = n_0} e^{-(\bar{K} + \bar{n}_b)} \frac{(\bar{K} + \bar{n}_b)^k}{k!} \to \Phi(\beta_1)$$

$$P_0 = 1 - \sum_{k < n_b + \beta_2 \sqrt{\bar{n}_b} = n_0} e^{-\bar{n}_b} \frac{(\bar{n}_b)^k}{k!} \to 1 - \Phi(\beta_2)$$

où $\Phi(\beta)$ est la fonction d'erreur.

Soit $P_0 = P_p$, alors $\beta_1 = \beta_2$. Après la résolution de l'équation :

$$n_0 = \bar{K} + \bar{n}_b + \beta\sqrt{\bar{K} + \bar{n}_b} = \bar{n}_b + \beta\sqrt{\bar{n}_b} \tag{11}$$

$$\bar{K} = \beta^2 + 2\beta\sqrt{\bar{n}_b}. \tag{12}$$

La dernière de ces relations est commode pour évaluer approximativement $\bar{K}$ quand $\bar{n}_b$ et β (c'est-à-dire P_f) sont donnés. A titre de comparaison, on peut considérer le tableau 2, où les valeurs précises de n_0 et de $\bar{K}$, prises dans le tableau 1, sont rapprochées des valeurs calculées à l'aide de (11) et (12).

TABLEAU 2

$\bar{n}_b$	n_0 (valeur précise)	n_0 (valeur approximative)	$\bar{K}$ (valeur précise)	$\bar{K}$ (valeur approximative)
0	0	0	13	22
0,1	6	1,6	27	25
1	10	6	36	32
10	30	25	65	55

4. Relations concernant les signaux et les bruits dans des systèmes de communication optiques utilisant la modulation d'impulsions en position, en fréquence et en largeur (MIP, MIF, MIL)

Commençons par l'analyse de la modulation des impulsions en position MIP. Admettons que la fréquence de répétition des impulsions soit égale à la valeur double de la fréquence maximale du signal.

En ce cas, le rapport signal/bruit pour les bruits continus peut être évalué selon [9] :

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{\Delta\tau_S^2}{2\Delta\tau_N^2} \tag{13}$$

où $\Delta\tau_S$ est le déplacement maximal du flanc d'impulsion créé par le signal utile ; $\Delta\tau_N$, la valeur efficace du déplacement du même flanc créé par le bruit.

Calculons les fluctuations causées par la dispersion des moments d'apparition des photoélectrons en l'absence des bruits extérieurs. Admettons que l'enregistrement du flanc de l'impulsion s'accomplisse à un niveau qui ne dépasse pas l'amplitude d'une impulsion due à un seul photoélectron. Soit t le moment d'apparition du premier photoélectron.

Le calcul de la fonction de distribution et de la densité de probabilité $P(t)$ est assez simple à condition que la loi de Poisson soit valable pour la distribution du nombre de photoélectrons dans chaque intervalle de temps :

$$P(t) = \begin{cases} \dfrac{\bar{K}}{\tau} e^{-\frac{\bar{K}}{\tau}\left(t+\frac{\tau}{2}\right)} & t \in \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2}\right] \\ 0 & t \bar{\in} \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2}\right] \end{cases} \tag{14}$$

d'où la variance de t pour $\bar{K} \gg 1$ est égale à

$$\sigma^2 = \overline{t^2} - \bar{t}^2 \approx \frac{\tau^2}{\bar{K}^2}$$

et

$$\sigma = \Delta\tau_N \approx \frac{\tau}{\bar{K}} \tag{15}$$

(13) et (15) donnent l'expression pour le rapport signal/bruit :

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{\Delta\tau_s^2 \bar{K}^2}{2\tau^2} \ . \tag{16}$$

Dans un système de communication utilisant la MIP, on doit prendre en considération non seulement les bruits continus mais aussi les erreurs de transmission. Comme en cas de MCI, la probabilité de faute est déterminée par le nombre moyen des photoélectrons du signal et du bruit par impulsion ainsi que par le niveau d'enregistrement de l'impulsion. Si nous désignons par P_0 la probabilité pour qu'il y ait une faute dans un intervalle de temps de durée τ, nous pouvons facilement remarquer que la probabilité P_{0f} par échantillon est déterminée par la relation suivante :

$$2P_0 \cdot \frac{\Delta\tau_s}{\tau} > P_{0f} > P_0 \cdot \frac{\Delta\tau_s}{\tau} \ . \tag{17}$$

Si le niveau d'enregistrement de l'impulsion dépasse l'amplitude de l'impulsion due à un photoélectron, la durée de la réaction impulsionnelle Δt du filtre formant est importante. On a déjà montré que la condition de comptage des photoélectrons, qui correspond à la méthode optimale de détection d'une impulsion est satisfaite si $\Delta t \geqslant \tau$. Pour un système de MIP un Δt dépassant τ est désavantageux parce que, en ce cas, on est obligé de diminuer $\Delta\tau_S$. C'est pourquoi pour les calculs suivants nous admettons $\Delta t = \tau$. Pour une analyse plus précise, il faut examiner non seulement l'influence de la durée de la réponse impulsionnelle du filtre formant mais aussi l'influence de la forme de cette réponse. Cette dernière question n'est pas analysée ici.

En utilisant la MIP, on rencontre beaucoup de cas où $P_{0f} \gg P_p$. Il en est ainsi parce que P_p est déterminée par $\bar{K}$ — nombre moyen des photoélectrons de signal par impulsion — et ce nombre, s'il est choisi sur la base du rapport signal/bruit nécessaire, est souvent plus grand que le même nombre choisi de façon à assurer une probabilité donnée de perte d'une impulsion. Il est évident que, pour obtenir une grande valeur de P_S/P_N, il faut choisir le niveau d'enregistrement de l'impulsion le plus bas possible mais en même temps la probabilité d'erreur par échantillon (17) ne doit pas dépasser la valeur admissible. En fait, si le niveau de l'enregistrement ne dépasse pas j_e, l'apparition d'un seul photoélectron suffit pour enregistrer l'impulsion, mais pour l'enregistrer entre les niveaux j_e et $2j_e$, l'apparition de deux impulsions est nécessaire dans le même intervalle de temps, etc.

La méthode utilisée pour déduire la formule (16) est aussi valable pour déduire les relations nécessaires au calcul de P_S/P_N lorsque le niveau d'enregistrement est encore plus haut, mais les formules deviennent encombrantes, particulièrement si le niveau dépasse $2j_e$. C'est pour cette raison qu'une autre méthode de calcul est employée en cas de signaux forts et de niveaux importants.

Admettons que les déplacements du flanc d'impulsion causés par les fluctuations du bruit soient dus aux fluctuations de l'amplitude de l'impulsion, c'est-à-dire aux écarts entre l'amplitude et sa valeur moyenne. Ces fluctuations sont transformées en fluctuations du flanc par le limiteur d'amplitude. Par analogie avec la méthode exposée en [11], considérons le courant moyen de la photocathode $\bar{I}_t$ dans l'intervalle de temps $[-\tau/2, \tau/2]$ comme une fonction de $K+1$ grandeurs : des moments $t_1, \ldots, t_K$ d'apparition des photoélectrons et de K, nombre des photoélectrons :

$$\bar{I}_t = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{r=1}^{k} i_e(t, t_r)\right] P(t_1, \ldots, t_K, K)\, \mathrm{d}t \ldots \mathrm{d}t_k \mathrm{d}K \tag{18}$$

où $i_e(t, t_r)$ est l'impulsion de courant, due à un photoélectron. Il est évident que :

$$i_e(t, t_r) = q\delta(t - t_r)$$

avec q, charge de l'électron ; $\delta(t-t_r)$, fonction delta, $P(t_1, \ldots, t_K, K)$, densité de probabilité des grandeurs

$$t_1, \ldots, t_K, K.$$

Introduisons dans notre considération la densité conditionnelle de probabilité $P(t_1, \ldots, t_K/K)$ (sous

condition que K photoélectrons soient émis par la cathode). Nous avons :

$$P(t_1, \ldots, t_K, K) = P(K) \cdot P(t_1, \ldots, t_K/K). \quad (19)$$

En admettant que les moments $t_1, \ldots, t_K$ sont des grandeurs indépendantes et aléatoires et en utilisant (18) et (19) nous obtiendrons :

$$\bar{I}_t = \int_{-\infty}^{\infty} P(K) \left[\sum_{r=1}^{K} \int_{-\infty}^{\infty} P(t_1) \mathrm{d}t_1 \ldots \int_{-\infty}^{\infty} i_e(t, t_r) P(t_k) \mathrm{d}t_K \right] \mathrm{d}K$$

$$= q \int_{-\infty}^{\infty} K P(K) P(t_r)\, \mathrm{d}K = q P(t_r) \bar{K} = a f(t)$$

où, comme dans les cas précédents, on désigne par $\bar{K}$ le nombre moyen de photoélectrons de signal par impulsion et où a est un coefficient déterminé par la condition :

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(t_r)\, \mathrm{d}t_r = 1 \quad \text{c'est-à-dire} \quad a = \frac{q\bar{K}}{\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\mathrm{d}t}$$

$$\text{or} \qquad P(t_r) = \frac{f(t)}{\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\mathrm{d}t} \qquad (20)$$

Il est intéressant de faire la remarque suivante : on peut conclure de (20) que si les moments d'émission des photoélectrons sont statistiquement indépendants, la densité conditionnelle $P(t_r)$ de probabilité du moment d'émission de chaque photoélectron est proportionnelle à l'enveloppe $f(t)$ du signal lumineux.

Lorsque l'impulsion est rectangulaire (fig. 2) :

$$P(t_r) = \begin{cases} \dfrac{1}{\tau} & t \in \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2} \right] \\ 0 & t \bar{\in} \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2} \right] \end{cases} \qquad (21)$$

L'expression pour le courant de charge du filtre formant est analogue à (18) avec la seule différence qu'on doit remplacer en (18) $i_e(t, t_r)$ par la réponse du filtre formant de (2). L'expression pour le courant de charge du filtre formant contient l'intégrale :

$$I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} j_e(t, t_r) P(t_r)\, \mathrm{d}t_r \ . \qquad (22)$$

Pour $\Delta t = \tau$ nous obtiendrons :

$$\mathfrak{J}(t) = \begin{cases} \dfrac{1}{\tau}\left(t + \dfrac{\tau}{2}\right) & t \in \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{\tau}{2} \right] \\ \dfrac{1}{\tau}\left(\dfrac{3\tau}{2} - t\right) & t \in \left[\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{3\tau}{2} \right] \\ 0 & t \bar{\in} \left[-\dfrac{\tau}{2}, \dfrac{3\tau}{2} \right] \end{cases} \qquad (23)$$

La fonction $\mathfrak{J}(t)$ est représentée par la courbe (fig. 2*b*). En utilisant l'expression pour le courant à la sortie du filtre formant (analogue à (18)) il est facile d'apercevoir que la valeur complète du courant relatif moyen $\overline{J(t)}$ de la charge du filtre est égale à :

$$\overline{J(t)} = \bar{K}\, \mathfrak{J}(t) + \bar{n}_b. \qquad (24)$$

Le carré moyen de la valeur complète du courant

$$\overline{J^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} P(K) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{r=1}^{K} je(t, t_r) \right]^2 P(t_1, \ldots, t_K) dt_1 \ldots dt_K \right\} dK$$

Tenons compte de ce que

$$\left[\sum_{r=1}^{k} j_e(t, t_r) \right]^2 = \underbrace{\sum_{r=1}^{k} j_e^2(t, t_r)}_{K \text{ composantes}} + \underbrace{\sum_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^{k} \sum_{i=1}^{k} j_e(t, t_r) \cdot j_e(t, t_i)}_{K(K-1) \text{ composantes}}$$

Enfin :

$$J^2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} P(K) \left\{ \sum_{r=1}^{k} \int_{-\infty}^{\infty} P(t_1) \mathrm{d}t_1 \ldots \int_{-\infty}^{\infty} j_e^2(t, t_r) P(t_k) \mathrm{d}t_k \right\} \mathrm{d}K$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} P(K) \left\{ \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^{k} \sum_{i=1}^{k} \int_{-\infty}^{\infty} P(t_1)\, \mathrm{d}t_1 \ldots \int_{-\infty}^{\infty} j_e(t, t_r) \cdot j_e(t, t_i)\, \mathrm{d}t_k \right\} \mathrm{d}K = \bar{K} j^2 + (\bar{K}^2 - \bar{K}) I^2(t) \qquad (25)$$

où $$j^2 = \int_{-\infty}^{\infty} j_e^2(t, t_r) P(t_r)\, \mathrm{d}t_r \ .$$

La variance du courant relatif au signal est

$$\sigma_s^2 = J^2(t) - J(t)^2 = \bar{K} j^2 + \bar{K}^2 \mathfrak{J}^2(t) - \bar{K}^2 \mathfrak{J}^2(t)$$

En ce cas $j^2 = j$, $\bar{j}^2 = \bar{j} = \mathfrak{J}(t)$ et, parce que la distribution du nombre des photoélectrons est de Poisson

$$\overline{K^2} - \bar{K}^2 = K \ , \quad \sigma_s^2 = \bar{K} \mathfrak{J}(t) \ . \qquad (26)$$

La valeur effective du déplacement parasite est égale à :

$$\Delta\tau_N = \frac{\sigma}{S} \qquad (27)$$

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_N^2$$

avec σ_N^2, variance du courant relatif au bruit, S, pente du flanc antérieur de l'impulsion au niveau correspondant à l'enregistrement.

Des figure 3 et relation (24), on tire :

$$S = \frac{\bar{K}}{\tau}$$

et
$$\Delta\tau_N = \frac{\sigma\tau}{\bar{K}} = \frac{\tau}{\bar{K}}\sqrt{\bar{K}\mathfrak{I}(t)+\bar{n}_b} \cdot \qquad (27)$$

De (16) et (27), nous obtenons :

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{\Delta\tau_s^2\bar{K}^2}{2\tau^2(\bar{K}\mathfrak{I}(t)+\bar{n}_b)} \cdot \qquad (28)$$

De cette dernière formule, on peut apercevoir que la diminution du niveau d'enregistrement $\mathfrak{I}(t)$ cause une augmentation du rapport signal/bruit, mais on ne doit pas oublier le fait que la relation (28) est valable seulement pour des valeurs assez importantes de niveau.

Le niveau optimal d'enregistrement de l'impulsion est égal au niveau minimal possible choisi de façon à assurer une probabilité donnée de faute (formule (17)). Il est évident que $\bar{K}\mathfrak{I}(t)+\bar{n}_b = n_0$, où n_0, comme dans les cas précédents, désigne le nombre-seuil électrons par impulsion. En ce cas, nous pouvons écrire :

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{\Delta\tau_s^2\bar{K}^2}{2\tau^2 n_0} \cdot \qquad (29)$$

Pour une grande valeur de $\bar{n}_b$, $n_0 \approx \bar{n}_b+\beta\sqrt{\bar{n}_b}$, $\beta \approx 4 \div 6$ et

$$\frac{P_s}{P_N} = \frac{\Delta\tau_s^2\bar{K}^2}{2\tau^2(\bar{n}_b+\beta\sqrt{\bar{n}_b})} = \frac{\Delta\tau_s^2\bar{K}_0^2}{2(\bar{n}_b+\beta\sqrt{\bar{n}_b})} = \frac{\Delta\tau_s^2 i_{imp}^2}{2q(\bar{n}_b+\beta\sqrt{\bar{n}})_b} \qquad (30)$$

où $\bar{K}_0$, nombre moyen de photoélectrons de signal par seconde (calculé pour la durée de l'impulsion) ; i_{imp}, courant de la photocathode pendant l'impulsion ; q, charge de l'électron.

Il est intéressant d'apprécier les relations entre signaux et bruits pour un système de MCI lorsqu'on fixe comme condition que le niveau d'enregistrement de l'impulsion doit être constant. Admettons $\mathfrak{I}(t) = 1/2$, de (28) :

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{\Delta\tau_S^2\bar{K}}{\tau^2\left(1+\dfrac{2\bar{n}_g}{\bar{K}}\right)} ;$$

avec $2\bar{n}_b \ll \bar{K}$:

$$\frac{P_S}{P_N} \approx \frac{\Delta\tau_S^2\bar{K}}{\tau^2} \cdot$$

En comparant cette dernière expression et (29) on peut s'apercevoir qu'un système à niveau optimal d'enregistrement est plus avantageux qu'un système à niveau fixe : pour ce dernier, le rapport P_S/P_N est proportionnel à $\bar{K}$ et pour le premier à $\bar{K}^2/2n_0$ (avec $\bar{K} > 2n_0$).

L'expression de P_S/P_N dans le cas de modulation des impulsions en fréquence est analogue à (28), la seule distinction étant un facteur constant de l'ordre de 3 [9]. Il est connu que l'usage de la MIF pour les communications multivoies n'est pas rationnel [9]. Cela est également valable pour les systèmes de communication optique.

Pour les systèmes à modulation d'impulsions en largeur (MIL) le rapport P_S/P_N est calculé à l'aide des mêmes formules que dans le cas de la MIP, mais, pour la MIL, $\Delta\tau_S$ et $\Delta\tau_N$ sont respectivement la variation maximale de la durée d'impulsion créée par le signal utile et la variation effective de cette durée créée par le bruit [9].

5. Choix de la modulation pour les divers types de lasers

Considérons le problème suivant : quel type de modulation, parmi celles étudiées plus haut, peut être utilisé assez rationnellement dans un système de communication optique en tenant compte des limitations spécifiques des lasers ? On doit considérer deux types de lasers :

1. Lasers à puissance de crête limitée. Pour ces lasers :

$$K = \gamma\,\bar{K}_1\tau$$

où γ est un coefficient tenant compte de l'atténuation de la voie entre le laser et le récepteur ; $\bar{K}_1$, constante déterminée par le type particulier de laser.

2. Lasers à puissance moyenne limitée. Pour ces lasers :

$$\bar{K} = \gamma\,\bar{K}_1.$$

Dans le premier cas, de (16) nous avons :

$$\gamma = \frac{1}{\Delta\tau_S\cdot\bar{K}_1}\sqrt{\frac{2P_S}{P_N}} \cdot \qquad (32)$$

Il est évident que

$$\Delta\tau_S = T_S - \tau$$

où T_S est l'intervalle de temps dans lequel la position d'une impulsion peut varier.

Alors :

$$\gamma = \frac{1}{\bar{K}_1(T_S-\tau)}\sqrt{\frac{2P_S}{P_N}} \cdot \qquad (33)$$

Nous sommes arrivés à une contradiction. D'un côté il est désirable de choisir un τ le plus grand possible, parce que dans ce cas nous pouvons obtenir un γ plus petit en assurant, en même temps, la probabilité donnée de perte d'une impulsion. De l'autre côté, en relation avec (33), τ doit être petit, parce que, le rapport P_S/P_N étant donné, il est préférable

d'avoir une petite valeur de γ. On obtient des conclusions analogues si on considère les expressions (28) et (31) pour les signaux forts. Jusqu'à un certain point, on peut résoudre cette contradiction en remplaçant la MIP par la MIL. En fait, les rapports P_S/P_N pour ces deux types de modulation sont les mêmes, mais parce que, pour la MIL, la durée de l'impulsion dépasse celle de la MIP, la probabilité de perte d'impulsion correspondant à un niveau d'enregistrement déterminé a pour la MIL une valeur plus petite. Or, pour des valeurs égales de la probabilité d'erreur, le nombre-seuil n_0 des électrons par impulsion est pour la MIL (formule (6)) moins grand que pour la MIP, c'est-à-dire que γ possède une valeur plus petite (voir équ. (29)).

L'avantage le plus marquant de la MIL comparée à la MIP à lieu lorsque le système est exploité près du niveau-seuil c'est-à-dire quand la probabilité de perte d'une impulsion est assez grande. Avec cette condition la MIL possède des avantages par rapport même à la MCI (si le fonctionnement du système avec un haut niveau de bruits continus est admissible).

On peut comprendre cette affirmation en considérant qu'avec la MIL la durée moyenne d'impulsion dépasse la durée d'une impulsion de MCI.

Dans le second cas, ayant $\overline{K} = \gamma \overline{K}_1$, il est logique d'utiliser la MIP (ou la MIF), en choisissant $\overline{K}$ pour assurer une probabilité donnée de perte d'impulsion et en prenant un τ, permettant d'obtenir le P_S/P_N nécessaire.

6. Exemples de calcul

A titre de premier exemple, comparons un système MCI avec un code à huit moments, la durée des impulsions égale à 0,3 μs et la fréquence de répétition des impulsions de 64 kHz à deux systèmes utilisant la MIP, notamment :

a) avec des impulsions de durée 0,3 μs avec une fréquence de répétition de 8 kHz et un déplacement maximal de 3 μs ;

b) avec des impulsions de durée 0,03 μs, les autres données étant les mêmes qu'en *a*).

Les systèmes fonctionnent en l'absence des bruits extérieurs ; en conséquence utilisons la formule (16). Les résultats de calcul sont donnés dans le tableau 3.

Le rapport P_S/P_N pour le système MCI est égal au rapport de la puissance du signal à la puissance

TABLEAU 3

$\overline{K}$	P_f	P_S/P_N MCI (dB)	P_S/P_N MIP (dB)	
			a)	*b*)
13	10^{-6}		40	60
20	—	48	43	63
50	—		51	71

des distorsions non linéaires (bruits) dues à la quantification. Ce rapport est égal [9] à :

$$\frac{P_S}{P_N} = q^2 - 1$$

q, nombre des échelons de quantification ; dans le cas présent, nous avons $q = 2^8$.

L'étude du tableau 3 montre, qu'avec un laser à puissance de crête limitée, la MCI possède quelques avantages en comparaison de la MIP. Dans le cas où la puissance moyenne du laser est limitée, $\overline{K}$ est indépendant de la durée de l'impulsion et en diminuant la largeur des impulsions de la MIP on peut obtenir des caractéristiques meilleures que celles de la MCI. Pour expliquer cette affirmation, on doit se rappeler que la MIP exige de plus petits nombres d'électrons par échantillon (dans un groupe codé de MCI il y a huit impulsions et par suite, en calculant le nombre des électrons *par échantillon*, on doit, pour un système MCI, multiplier par 8 le $\overline{K}$ du tableau 3).

A titre de second exemple comparons un système MIL dont les impulsions possèdent une durée de 3 μs et une déviation de flanc égale à 2,5 μs et le système MCI mentionné ci-dessus. Supposons l'existence d'un bruit extérieur. Calculons pour le système MIL le rapport P_S/P_N d'après les formules (16) et (19). Le tableau 4 montre les résultats des calculs.

7. Conclusion

De l'exposé présenté, on peut tirer la conclusion suivante : pour les systèmes de communication optique utilisant des lasers à puissance de crête limitée (par exemple pour les systèmes à lasers avec une émission continue et modulateur extérieur (fig. 1*a*)), le type le plus avantageux de modulation est celui de la MCI et de la MIL. Quand on a besoin

TABLEAU 4

$\bar{n}_b$ par impulsion MCI	n_0 MCI	$\overline{K}$ pour le système MCI	$\bar{n}_b$ par impulsion MIL	n_0 MIL	$\overline{K}$ pour le système MIL	P_s/P_n MIL (dB)
0	0	13	0	0	130	38
0,1	6	27	1	10	270	34
1	10	36	10	30	360	32
10	30	65	100	150	650	30

d'assurer des grandes valeurs du rapport P_S/P_N, la MCI est plus avantageuse que la MIL ; s'il est admissible de travailler avec de faibles P_S/P_N, on devra plutôt utiliser la MIL.

Pour les lasers à puissance moyenne limitée (par exemple pour les lasers à semiconducteurs avec modulation par pompage), il est logique d'utiliser la MIP ou la MIF avec des impulsions de courte durée.

L'influence des bruits dans un système de communication optique peut être caractérisée le plus convenablement par le nombre moyen des photoélectrons de signal par échantillon (ou par impulsion) nécessaire pour assurer le rapport P_S/P_N donné pour une voie téléphonique dans des conditions déterminées de probabilité d'erreur et de nombre de photoélectrons du bruit par impulsion.

L'auteur tient à exprimer sa profonde gratitude à M. le Professeur C.P. YEGOROV de l'Ecole Supérieure Bontch-Broayevitch à Leningrad pour la valeur de ses conseils et à M. le Professeur Georges GOUDET, Président de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens pour les soins apportés à la publication de cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KHARKEVITCH A. A. — Lutte contre le bruit. *Fizmatgiz* 1963.

[2] SMITH N.W.W. — The Detection of Modulated Optical Signals by Photoelectric Emission. *Electronics and Control*, 1964, June, First series, vol. n° 6, p. 687-720.

[3] MANDEL L. — Some Coherence Properties of Non-Gaussian Light. Proc. of 3 Conf. of Quantum El. Paris 1963.

[4] FREED C. and HAUS H.A. — Photoelectron Statistics Produced by a Laser Operating Below and Above the Threshold of Oscillation. 1966 Internat. Quantum Electronics Conference, Phoenix, Arizona, April 1966.

[5] SMITH A.W. and ARMSTRONG J.A. — Observation of Photon Counting Distributions for Laser Light Below and Above Threshold. 1966 Internat. Quantum Electronics Conference, Phoenix, Arizona, April 1966.

[6] KOURIKCHA A. A. — Caractéristiques statiques du courant photoélectrique eu fonction d'un flux de lumière fluctuant. *Radiotecnika et Electronika* n° 9 - 1965.

[7] REIFFEN B. and SHERMAN H. — An Optimum demodulator for Poisson processes : Photon Source detectors. *Proc. IEEE*, vol. 51, pp. 1316-1320, October 1963.

[8] HELSTROM C.W. — Statistical Theory of Signal Detection. Pergamon Press, 1960.

[9] HÖLZLER E. und HOLZWARTH H. — Theorie und Technik der Pulsmodulation. Springer-Verlag 1957.

[10] FELLER W. — An Introduction to Probability Theor yand its Applications N.Y. John Wiley and Sons 2 ed. 1957.

[11] DAVENPORT W.B. and ROOT W.L. — An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise. Mc Graw-Hill

Correspondance

PRODUCTION DE CACHES PHOTOGRAPHIQUES POUR CIRCUITS INTÉGRÉS A FILMS MINCES

PAR

R.C. INGRAHAM

Sylvania Electric Products Inc.

Le processus de fabrication de réseaux à circuits intégrés et à films minces à l'aide de caches photolithographiques en verre et de pochoirs métalliques est maintenant parfaitement établi. Procédés et matériels sont commercialement disponibles pour produire des caches en verre avec des résolutions approchant 400 lignes/mm et des tolérances de ± 1,25 millième de millimètre. Des épaisseurs de ligne de 0,0025 mm et des tolérances de cache à cache de ± 0,0064 mm peuvent être réalisées.

Un travail d'adresse et de précision est avant tout nécessaire pour la réalisation d'épreuves photographiques de haute qualité et de grande résolution utilisées pour les réseaux à circuits intégrés et à films minces.

Cinq, dix, ou même vingt caches individuels en verre peuvent être nécessaires pour l'élaboration complète du circuit intégré d'une simple pastille monolithe ou d'un mince film d'hybride. De 400 à 1 500 unités, disposées en réseaux rectangulaires, sont produites en une seule fois sur une pastille de silicium ou un disque de céramique. Pour chaque circuit particulier, des tolérances de ± 1,25 millième de millimètre peuvent être exigées pour la réalisation des caches.

De telles tolérances nécessitent des épreuves de très haute qualité.

Des films transparents découpables sont largement utilisés pour réaliser un travail de préparation précis, nettement défini et bien contrasté. Pour couper le film en question, Sylvania utilise un appareil à coordonnées rectilignes équipé d'une série de porte-lames. L'appareil donne une précision de ±0,0025 mm lors du positionnement de n'importe quelle coordonnée choisie (fig. 1).

La grandeur moyenne d'un élément de travail original est d'environ 89×89 cm dans la majorité des applications à circuits intégrés et à films minces. La réduction de 500 fois retenue par Sylvania donne un pourcentage d'erreur très faible. Les tolérances d'épaisseur des lignes approchent ±0,6 millième de millimètre sur un millier de lignes.

FIG. 1. — Les films à traiter sont découpés à l'aide d'un dispositif à coordonnées rectilignes.

Comme chacune des réductions successives provoque une légère perte dans la résolution, leur nombre doit être limité au minimum pour arriver aux dimensions de l'épreuve définitive. Pratiquement, deux opérations sont suffisantes.

L'appareil photographique utilisé est conçu pour photographier une source de 112×112 cm, éclairée par transparence, donnant un contraste dans des rapports allant jusqu'à 1 000/1 (fig. 2). L'optique de l'appareil ainsi que les porte-plaques sont montés sur un chassis permettant d'obtenir de grandes distances entre l'objectif et l'original à photographier. La source

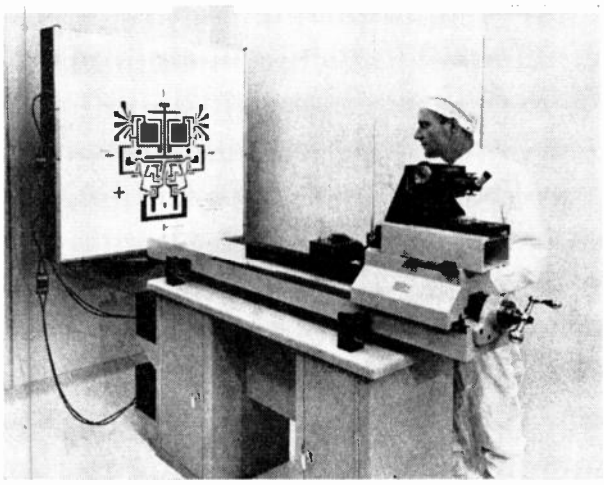


FIG. 2. — Un appareil de prise de vues à réticule matérialise l'image transparente.

lumineuse et l'appareil photographique sont fixés sur une cornière en fer. Cette dernière est protégée des coups éventuels et suspendue afin de mieux absorber les vibrations. Une focalisation précise est obtenue grâce à un téléobjectif de faible puissance monté derrière le porte-plaques. La réduction est faite sur une plaque de verre à haute résolution d'environ 38 × 76 mm de dimensions permettant d'avoir deux poses identiques côte-à-côte sur le cliché.

Après l'opération de rinçage et de séchage, la meilleure des deux images est montée sur un cadre cinématique et alignée. Après nettoyage, cette réduction est insérée dans la machine à répétition étagée, et la plaque aux dimensions de l'épreuve définitive est prête à être produite.

Pour obtenir la disposition voulue des images microscopiques sur une seule plaque, on utilise un répétiteur photographique. Ce dernier est un imprimeur à projection qui effectue en même temps une seconde opération de réduction. La lentille est un objectif microscopique de 16 mm, avec une puissance de résolution de plus de 600 lignes par millimètre, (fig. 3).

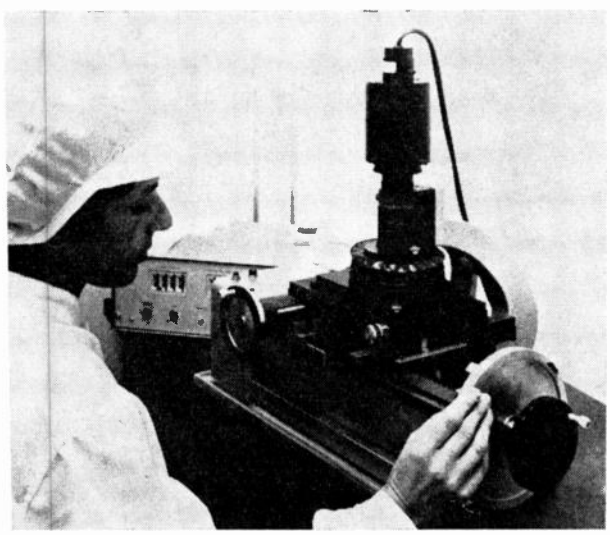


FIG. 3. — Un répétiteur photographique utilisé pour obtenir des images microscopiques sur plaque.

L'opération d'échelonnement et de répétition est automatique, le temps nécessaire à l'élaboration complète d'une matrice n'excède généralement pas une heure. Ce fait est important, car l'affaiblissement latent d'une image n'est plus désormais un facteur nécessitant des réglages de la source lumineuse. Des plaques à haute résolution de 5 cm d'arêtes et de surface extrêmement bien dressées doivent être utilisées dans l'appareil répétiteur car la distance focale critique de l'optique de l'objectif est d'environ 0,006 mm (fig. 4).

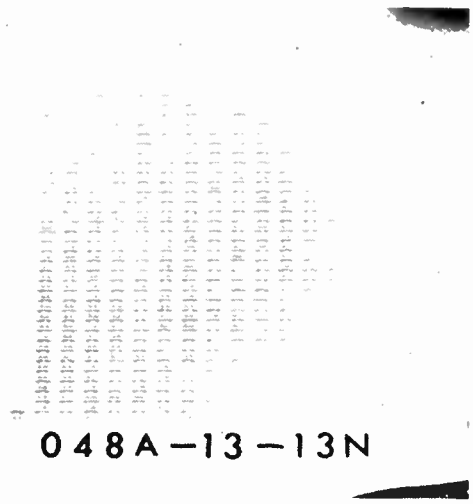


FIG. 4. — Une matrice produite par des opérations superposées et répétées.

Il est souvent nécessaire de tracer une ligne très mince, d'une largeur inférieure à 0,005 mm et à une distance de 0,0025 mm d'une image beaucoup plus grande. Si l'intensité d'éclairage du lieu n'est pas compensée, un voile peut se produire et provoquer une distorsion de la ligne fine. Ce problème est facilement résolu par la répétition photographique de deux images séparées sur la même matrice.

Un dispositif spécial à montage fixe est utilisé pour immatriculer avec précision les plaques de réduction sur leurs cadres de montage respectifs (fig. 5).

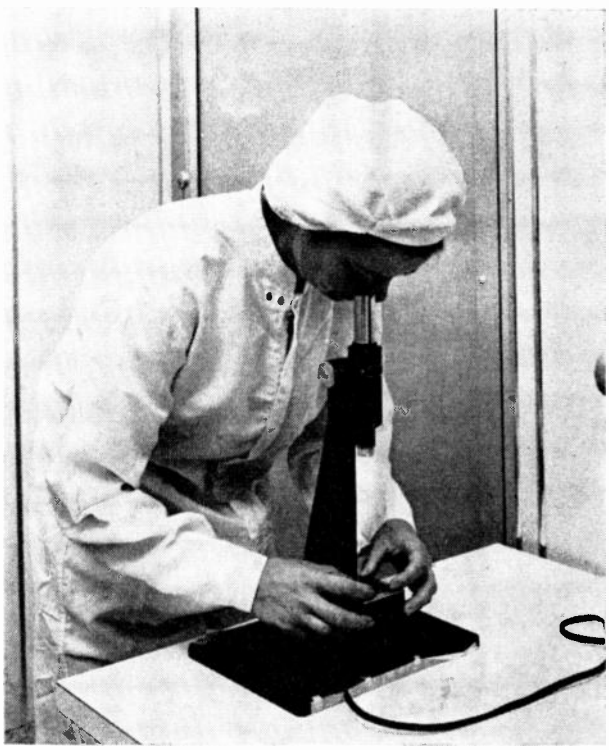


FIG. 5. — Un dispositif à montage fixe assure une immatriculation précise.

Après l'opération d'échelonnement et de répétition, la matrice est développée et traitée de la même façon que la première plaque de réduction. Une copie imprimée, faite pratiquement d'une plaque métallique sur verre, est alors tirée de cette matrice. On prépare ensuite, à l'aide de cette nouvelle matrice imprimée, les plaques d'émulsion utilisées dans la fabrication de circuits micrométriques.

Le matriçage est effectué à l'aide d'un simple cadre sous vide et d'un appareil d'impression à lampe flash au xénon. Les plaques de production subissent ensuite une cuisson prolongée à haute température afin de durcir l'émulsion et augmenter la protection (fig. 6).

FIG. 6. — Un dispositif à cadre sous vide et lampe flash au xénon imprime matrice et plaques de production.

Des genres de pochoirs sont obtenus en estampant simultanément de chaque côté des feuilles métalliques pures afin d'obtenir une meilleure définition et une plus grande stabilité dimensionnelle. Cette opération nécessite l'utilisation d'empreintes alignées avec précision de part et d'autre du motif à estamper. Les métaux communément utilisés pour ces caches métalliques sont l'acier inoxydable, le nickel et le molybdène.

La préparation d'une feuille métallique pure pour l'estampage comprend le décapage, l'immersion dans un bain d'émulsion approprié et l'enrobage uniforme dans une centrifugeuse équipée d'un sas en forme de poche. Grâce à cette dernière, les deux faces de la pièce sont recouvertes et patinées en une seule opération (fig. 7).

La feuille métallique pure, traitée thermiquement, est alors disposée entre les plaques d'impression en verre, placées préalablement dans un cadre et orientées avec précision de part et d'autre. Les deux faces de la plaque sensible sont alors exposées

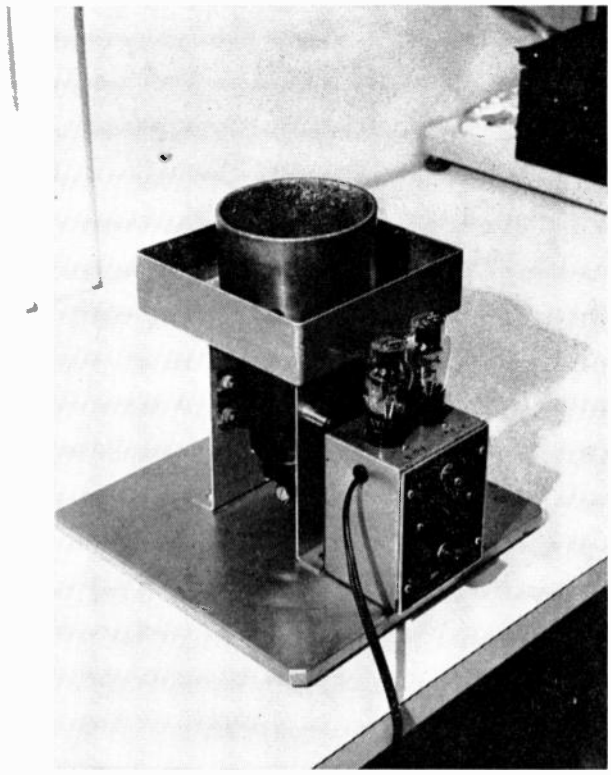


FIG. 7. — Enrobage d'une feuille métallique pure à l'aide d'une centrifugeuse à sas en forme de poche.

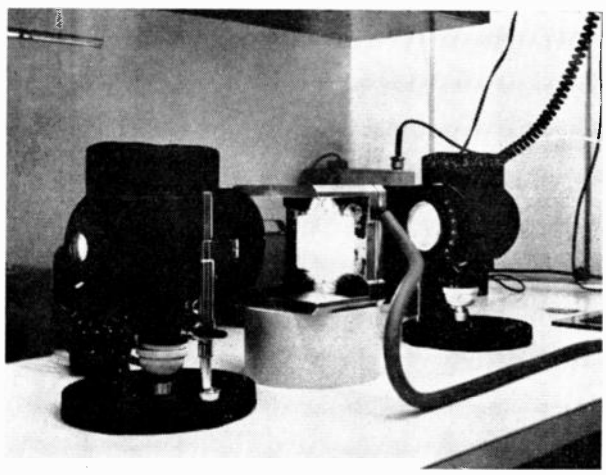


FIG. 8. — Exposition simultanée des deux faces de la plaque sensible.

simultanément et, après développement, estampées de même (fig. 8).

Si l'épaisseur du cache n'est pas trop grande, la formation par procédé électrique donne de meilleurs résultats avec l'utilisation de nickel. Cette méthode permet d'obtenir des angles plus vifs et des détails plus nets qu'avec les procédés chimiques et électrolytiques. Les caches formés par ce procédé sont plus précis et peuvent être aisément contrôlés jusqu'au moment où l'épaisseur du cache atteint l'épaisseur de la couche sensible.

MICROCIRCUITS EN COUCHES MINCES ALCATEL

Pour réduire le volume et le coût des équipements électroniques et augmenter leur fiabilité, la Société ALCATEL a entrepris en 1964 l'étude de couches minces métalliques ou isolantes. Une unité de production, installée début 1966 à l'Usine ALCATEL d'Arcueil, fournit dès à présent des microcircuits destinés à des équipements de Télécommunication.

Production de microcircuits

Il existe divers procédés (chimiques, techniques du vide) pour réaliser les couches minces qui servent de base aux composants passifs ou aux connexions utilisées dans les microcircuits. Le procédé choisi par la Société ALCATEL consiste à déposer par pulvérisation cathodique des couches minces de tantale ou de composés de tantale sur des supports de verre ou de céramique et à graver ces couches par une technique de photogravure pour obtenir le circuit désiré. Ainsi tous les éléments résistants, les électrodes des condensateurs, les inductances de faible valeur, les connexions et les contacts sont obtenus simultanément.

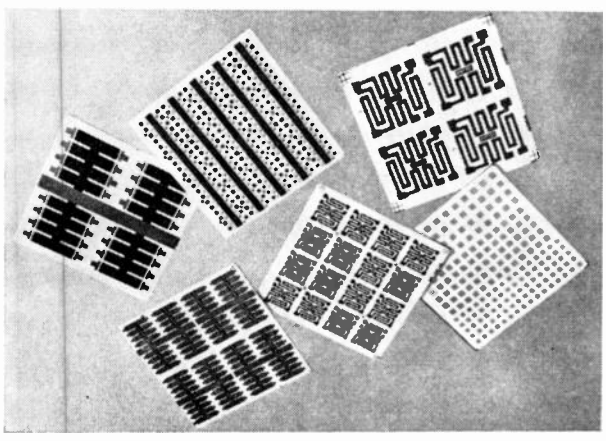
L'oxydation anodique du tantale fournit un moyen pratique d'ajustage des résistances et leur assure une excellente protection mécanique et climatique ; l'oxyde de tantale constitue, de plus, un diélectrique permettant d'obtenir des condensateurs de forte valeur sous un volume réduit.

Le circuit définitif est obtenu par évaporation sous vide, à travers des masques, de différents corps qui permettent de réaliser la seconde armature des condensateurs (nickel-chrome, or), d'augmenter la conductibilité électrique des connexions (cuivre, palladium), de réaliser le diélectrique de condensateurs de très faible faleur (monoxyde de silicium).

Caractéristiques principales du procédé de dépôt des couches minces

Le choix du procédé a été guidé par les considérations suivantes, citées par ordre d'importance : fiabilité, fabrication économique, réduction de volume.

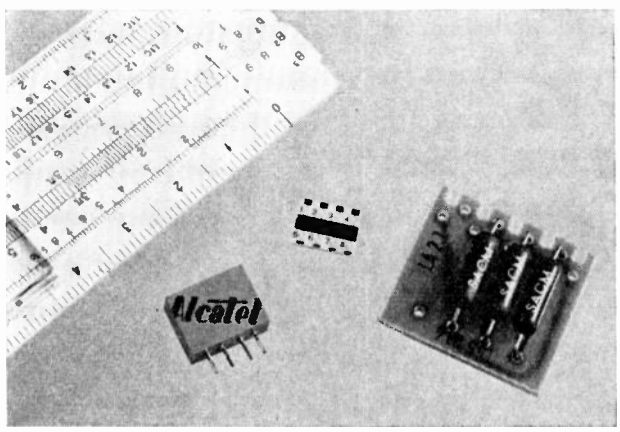
Tout d'abord, au point de vue fiabilité, le tantale et certains de ses dérivés sont caractérisés par une résistance chimique très élevée ; les résistances électriques obtenues sont d'excellente qualité et remarquablement stables dans le temps. Le procédé de pulvérisation cathodique permet de déposer des couches qui adhèrent très fortement sur les substrats ; d'une façon générale, les techniques sous vide fournissent, à partir de métaux de haute pureté, des couches minces de qualité où les risques de pollution ou de corrosion pendant la production ont été éliminés.



La méthode de production retenue est économique car elle permet, en un nombre réduit d'opérations de fabrication, de réaliser simultanément sur un même support un grand nombre de résistances, condensateurs, connexions représentant de nombreux circuits identiques (de 10 à 100).

Les couches minces en tantale ont été développées par plusieurs Sociétés étrangères et plus particulièrement par la WESTERN ELECTRIC COMPAGNY, qui a accordé à la Société ALCATEL une licence de fabrication. Il est certainement inutile d'insister sur la réduction de volume obtenue par l'utilisation des couches minces ; la compacité est généralement comprise entre 10 et 100 composants par cm^3. La réduction de volume est surtout limitée par les problèmes posés par l'évacuation de la chaleur dissipée et par le raccordement des microcircuits.

Dans le procédé choisi, il n'existe pas encore de techniques de production permettant d'obtenir directement le dépôt de semiconducteurs sur le substrat il est donc nécessaire de le rapporter par soudure classique (plomb-étain, thermocompression, ultrasons).



Caractéristiques des résistances et condensateurs en couches minces

Résistances

Gamme de valeurs : 5 Ω à 1 MΩ
Coefficient de température : -60 à -90 10^{-6} °C
Ecart maximal du coefficient de température sur un même support : $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ °C
Dissipation pour haute stabilité : 10 mW/mm²
Stabilité, 1 000 h à +70 °C à 10 mW/mm² : supérieur à 0,1 %

Condensateurs au pentoxyde de tantale

Capacité par unité de surface : 1 000 pF/mm²
Tension de service : 25 V
Coefficient de température : +200 à +250 10^{-6} °C
Tangente de l'angle de perte, à 1 kHz : <0,5 %

Condensateurs au monoxyde de silicium

Capacité par unité de surface : 100 pF/mm²
Tension de service : 25 V
Tangente de l'angle de perte, à 1 mHz : <0,5 %

Connexions

Résistance en ohms par carré : <0,1

Applications des circuits en couches minces

Une refonte des circuits électroniques est nécessaire pour les adapter à la technologie des couches minces, avec suppression, dans la limite du possible, des transformateurs, inductances, relais, condensateurs de fortes valeurs.

Les microcircuits en couches minces sont plus spécialement adaptés à la réalisation d'ensembles fonctionnels linéaires, où ils apportent stabilité et souplesse d'emploi mais ils conviennent également pour la réalisation d'ensembles logiques, domaine où ils apportent fiabilité et augmentation des vitesses d'opération.

La technique des couches minces offre, par rapport à celle des circuits intégrés, des avantages appréciables ; tout d'abord, elle demeure rentable pour de petites séries et il est relativement rapide de passer du stade étude au stade production. Ensuite, les composants passifs en couches minces ont peu de couplages entre eux et ils sont réalisables avec des tolérances serrées, de faibles coefficients de température et des dérives réduites dans le temps. Enfin, pour les applications de l'espace, les composants passifs en couches minces sont moins affectés par les divers rayonnements que les composants passifs diffusés.

Il est donc tout à fait normal de penser que, dans les années à venir, microcircuits à couches minces et circuits intégrés se partageront la presque totalité du marché de l'électronique.

LES SEMICONDUCTEURS A EFFET DE CHAMP ÉLABORÉS EN TECHNOLOGIE MOS

PAR

D. POUGHON et B. DIDILLON

Ingénieurs de la General Instrument Europe

1. Introduction

On ne peut tirer avantage de l'utilisation des semiconducteurs fabriqués suivant la technologie MOS que si l'on connaît, ne serait-ce que succinctement, les différentes fonctions des parties actives du transistor à effet de champ (MOS FET). Le but de cet exposé est de familiariser le lecteur avec ce nouveau type de semiconducteur.

2. Structure des systèmes MOS

Considérons la figure 1. La source et le drain sont des régions P diffusées dans un pavé de silicium du type N.

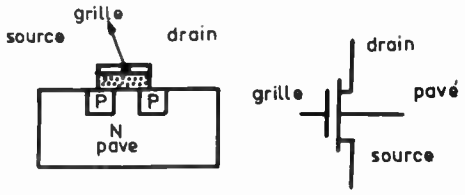


FIG. 1. — MOSFET.
Coupe d'un MOSFET Symbole d'un MOSFET

La grille est une électrode métallique séparée du pavé par une couche de dioxyde de silicium d'environ 1 000 Å d'épaisseur. La grille et le pavé forment donc un condensateur plan, le dioxyde de silicium jouant le rôle de diélectrique.

La région située directement sous la grille est appelée canal. En l'absence de charge sur la grille, le canal est du type N, faisant partie intégrante du pavé N. Ainsi, si un potentiel est appliqué entre source et drain, aucun courant ne s'écoulera puisque, en raison de la polarité du potentiel appliqué, l'une des jonctions PN formée par la source, le pavé et le drain, sera polarisée en inverse.

Si la grille est chargée négativement par rapport au pavé et à la source, une quantité égale de charge positive s'accumulera dans le canal.

Cette charge positive (en réalité des trous) proviendra de la source. La présence de ces trous dans le canal transformera celui-ci de type P en type N.

La tension de grille (V_T) nécessaire à ce passage de P en N s'appelle tension de seuil ; pour cette tension, les jonctions PN entre source, canal et drain disparaissent en surface, et une conduction ohmique entre source et drain devient possible.

La conductibilité sera très faible, car seulement une très mince couche de la surface du canal sera inversée ; mais si la grille est portée à un potentiel de plus en plus négatif, la surface inversée sera de plus en plus profonde, et la conductibilité de la source vers le drain augmentera.

Ce type de fonctionnement s'appelle « mode à enrichissement de porteurs de charge ».

Afin de simplifier les calculs, assimilons le canal du MOS FET à un conducteur de longueur L, largeur W, épaisseur h, avec h fonction de la tension de grille V_G. La source et le drain sont en contact résistant avec le canal.

Considérons la figure 2.

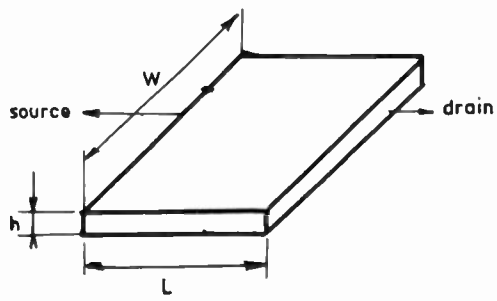


FIG. 2. — Schéma simplifié du canal d'un MOSFET.
$h = K(V_G - V_T)$.

La résistance entre la source et le drain est donnée par :

$$R = \frac{\rho L}{wh} \qquad (1)$$

où ρ est la résistivité du conducteur et est supposée constante.

Si l'on suppose que l'épaisseur du conducteur est proportionnelle à la charge induite dans le canal diminuée de la charge nécessaire au passage du canal de N en P, l'équation (1) devient :

$$R = \frac{\rho L}{wK'(V_G - V_T)} \qquad (2)$$

où K' est une constante de proportionnalité.

Pour une géométrie donnée, ρLw et K' sont constants et l'équation (2) peut s'écrire :

$$R = \frac{1}{K(V_G - V_T)} \tag{3}$$

où K est une constante.

La courbe de R en fonction de V_G, pour une tension de drain constante, fait donc apparaître une allure en $1/x$.

La figure 3 montre la comparaison entre la courbe théorique et la courbe expérimentale tracée par points (K a été calculé pour un point donné).

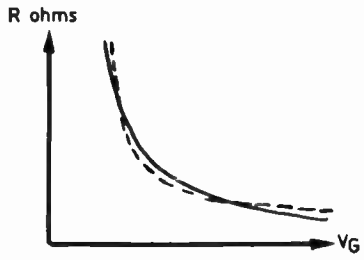


FIG. 3.

3. Théorie mathématique des systèmes MOS

Pour obtenir des équations utilisables, on idéalise la région du canal à une surface conductrice.

Du fait de la continuité d'un courant, le courant total traversant chaque plan défini par $x = x_0$ doit être égal au courant de drain I_D (fig. 4).

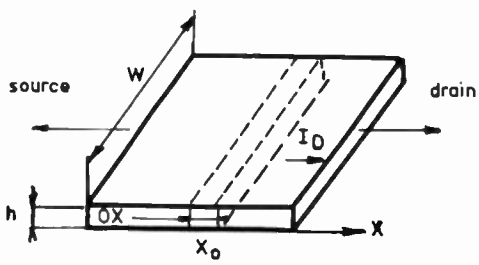


FIG. 4. — Canal idéalisé.

Le courant total traversant le plan $x = x_0$ sera calculé ainsi : soit dx la distance qu'une charge parcourt en un temps dt. La charge dq traversant le plan en un temps dt est égale au total des charges contenues dans le volume $wh\,\mathrm{d}x$, c'est-à-dire à la densité de charge nq multipliée par ce volume, soit :

$$I_D = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} = nq \cdot wh \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

mais dx/dt est la vitesse de la charge et est égal à la mobilité μ multipliée par l'intensité électrique E.

On a donc :

$$I_D = wh \times nq \times \mu E = whnq\mu \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}x} \tag{5}$$

avec V potentiel du canal au point x.

D'après la loi de Gauss, la charge contenue dans le volume $wh\,\mathrm{d}x$ est égale à la charge sur la surface $w\mathrm{d}x$ de l'électrode grille, à condition qu'il n'y ait pas d'autres charges dans la région considérée. Or, dans le cas du transistor MOS, deux autres sources de charges existent, et doivent être prises en considération. Ce sont la charge d'état de surface q_{ss} et la charge de masse q_m ; suivant le signe, ces charges s'ajoutent ou se retranchent de nq. On a donc :

$$(wh\,\mathrm{d}x)\,nq \pm (q_{ss} + q_b) = (w\,\mathrm{d}x)\sigma \tag{6}$$

où σ est la charge sur la grille par unité de surface.

Soit C_0 la capacité de la grille par unité de surface, l'équation $q = CV$ devient :

$$(w\,\mathrm{d}x)\sigma = C_0\,(w\,\mathrm{d}x)\,(V_G - V)$$

avec, comme précédemment, V_G potentiel de grille et V potentiel du canal en x.

L'équation (6) devient :

$$(wh\,\mathrm{d}x)\,nq \pm (q_{ss} + q_m) = C_0(w\,\mathrm{d}x)\,(V_G - V)$$

qui s'écrit encore :

$$nq = \frac{C_0(V_G - V)}{h} \pm \frac{(q_{ss} + q_b)}{wh\,\mathrm{d}x} \,. \tag{7}$$

En l'absence de $q_{ss} + q_m$, le canal deviendrait conducteur à l'application de la première charge. Du fait de leur présence, le canal ne deviendra conducteur que lorsque la grille aura atteint le potentiel de seuil V_T.

Appliquons la loi de Gauss comme ci-dessus :

$$q_{ss} + q_b = C_0 w\,\mathrm{d}x\,V_T$$

et (7) devient :

$$nq = \frac{C_0(V_G - V)}{h} \pm \frac{C_0}{h} V_T \,.$$

Substituons alors cette valeur de nq dans (5), on a :

$$I_D = w\,[C_0(V_G - V) \pm C_0 V_T]\,\mu \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}x} \tag{8}$$

Pour intégrer l'équation (8), il est nécessaire de noter que I_D est indépendant de x, et que, quand x varie de 0 à L, V varie de 0 à V_D.

Multiplions chaque côté de l'équation (8) par dx et intégrons :

$$I_D = \left[\frac{C_0 \mu W}{L}\right] \left[(V_G - V_T)\,V_D - \frac{V_D^2}{2}\right], \tag{9}$$

équation dans laquelle le signe $\pm$ associé avec V_T a été choisi négatif.

Pour une géométrie donnée, $\frac{C_0 \mu W}{L} = K$ est constant ; la valeur de K est déterminée expérimentalement ; pour le transistor MEM 511, par exemple, on a $K = 4 \cdot 10^{-4}$ A/V².

La figure 5 donne la courbe $I_D = f(V_D)$ pour une tension de grille donnée. La courbe en tiret est la courbe théorique

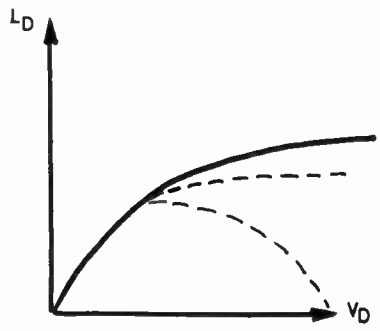


FIG. 5.

traduisant l'équation (9) et la courbe en trait plein est la courbe obtenue expérimentalement.

Il est clair que la courbe théorique n'est valable que jusqu'à une valeur particulière de $V_D = V_G - V_T$ qui est appelée tension de saturation. Physiquement, en ce point, le potentiel drain-grille a été diminué de la tension de seuil et par conséquent le canal s'étrangle. Accroître la tension drain au-delà de ce point, revient à augmenter la tension dans la région d'étranglement et à accroître légèrement le courant. Ce faible accroissement est dû à une diminution de L alors que l'étranglement s'étend de plus en plus loin le long du canal.

A la tension de saturation $V_D = V_G - V_T'$

$$I_D = \frac{K}{2}(V_G - V_T)^2. \qquad (10)$$

En première approximation, l'équation (10) peut être utilisée pour toutes les tensions drain supérieures à la saturation. La courbe en pointillé montre cette approximation.

En résumé :

$$I_D = K\left[(V_G - V_T)\,V_D - \frac{V_D^2}{2}\right] \qquad (11)$$

pour $V_D \leqslant V_G - V_T$;

$$I_D = \frac{K}{2}(V_G - V_T)^2 \qquad (12)$$

pour $V_D \geqslant V_G - V_T$.

Les équations (11) et (12) donnent des approximations excellentes pour le courant de drain, mais les dérivées de (11) et (12) ne recoupent pas très bien l'expérimentation.

Cas non saturé

$$V_D \leqslant V_G - V_T$$

$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_G}\right|_{V_D} = KV_D$$

$$r_D = \left.\frac{\partial V_D}{\partial I_D}\right|_{V_G} = \frac{1}{K(V_G - V_T - V_D)}$$

$$\mu = g_m r_D = \frac{V_D}{V_G - V_T - V_D}.$$

Cas saturé

$$V_D \geqslant V_G - V_T$$

$$g_m = K(V_G - V_T) = \sqrt{2KI_D}$$

$$r_D \longrightarrow \infty \qquad \mu \longrightarrow \infty$$

4. Exemple de circuits utilisant les MOS FET

La plupart des systèmes MOS utilisés dans ces exemples sont du type MEM 511.

C'est un transistor à effet de champ MOS, protégé par Zener, à grille isolée en canal P. Ce qui revient à dire que plus on rend sa grille positive, plus on diminue le courant drain source, ou si l'on préfère, plus la grille est portée à un potentiel négatif, plus on augmente la profondeur de la couche inversée (voir paragraphe 2) et le courant drain source augmente. C'est un système fonctionnant en « mode à enrichissement de porteur de charge ».

Ses caractéristiques générales sont les suivantes (fig. 6 et 7) :

— Tension drain source ..... −30 V
— Tension grille source ..... −30 V
— Tension grille drain ..... −30 V
— Courant drain ..... 50 mA
— Dissipation totale à 25 °C d'ambiance 225 mW
— Tension de blocage de grille V_{gs} −3 à −6 V pour

$$V_{gs} = V_{DS} \quad \text{à} \quad I_d = 10\ \mu\text{A}$$

— Courant de fuite de drain (I_{DSS})..... 10 μA max

$$V_{DS} = 20\ \text{V} \qquad V_{GS} = 0$$

— Transadmittance Y_{FS} ..... 1 000 μmho à 10 MHz

$$V_{GS} = V_{DS} = 10\ \text{V}.$$

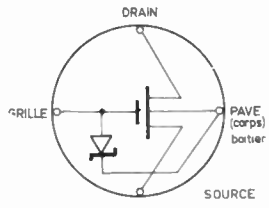


FIG. 6. — Représentation d'un FETMOS MEM 511.

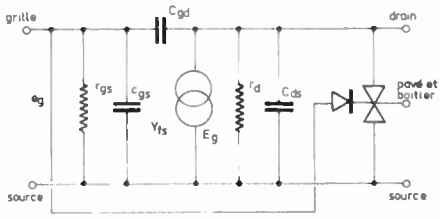


FIG. 7. — Conditions $V_{gs} = V_{ds} = 10$ V.
Toutes les diodes sont considérées comme parfaites.
r_{gs} 10^{12} Ω.
r_d résistance dynamique de drain 25 Ω.
C_{gs} capacité grille source 2,25 pF.
C_{gd} capacité grille drain 1,5 pF.
C_{ds} capacité drain source 1,25 pF.
Y^2_s transadmittance 2 500 μΩ.

Circuit équivalent aux petits signaux.

C'est pour le cas non saturé que la concordance est la meilleure. Le cas saturé cependant montre que le g_m croît avec la racine carrée du courant de drain, ce qui est un résultat très important.

Néanmoins, les valeurs des paramètres sont déterminées d'une manière plus exacte expérimentalement pour chaque point de fonctionnement donné.

4.1. Amplificateur basse fréquence (fig. 8)

Du fait de la très haute résistance d'entrée de la grille, aucun courant continu ne traverse R_f. En conséquence $V_G = V_D$. L'équation du courant de drain devient alors :

$$I_D = \frac{K}{2}(V_G - V_T)^2. \qquad (13)$$

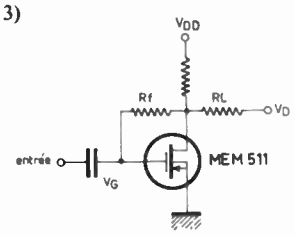


FIG. 8. — Etage amplificateur.

Cette équation est représentée par la courbe en tirets de la figure 9. Le point de fonctionnement se trouve à l'intersection Q de la droite de charge et de cette courbe de I_D.

Pour $V_{DD} = -12$ V et $R_L = 10$ kΩ, le point de fonctionnement se trouve à $V_D = -5$ V et $I_D = 700$ μA.

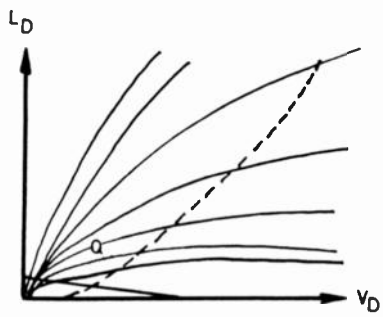


FIG. 9.

En ce point le g_m sera approximativement :

$$g_m \simeq \frac{1\text{ mA}}{1\text{ V}} = 1\,000\ \mu\text{ mhos}$$

et le gain $g_m R_L = 10^{-3} \times 10^4 = 10.$

On choisira la constante de temps RC grande par rapport à la plus basse fréquence à amplifier.

L'analyse du circuit de la figure 10 est la même que celle de la figure 8, avec seulement une résistance R_f de contre-réaction afin d'équilibrer les points de fonctionnement des trois MOS FETS.

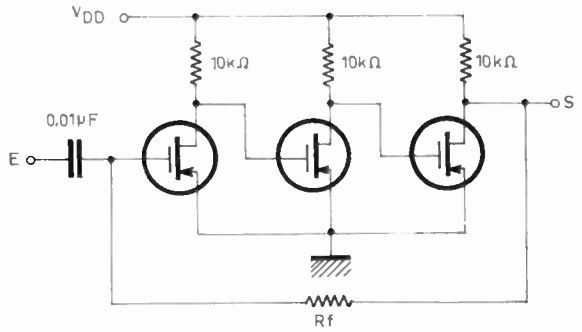


FIG. 10. — Amplificateur à trois étages.

4.2. MULTIVIBRATEUR ASTABLE (fig. 11)

Les 2,2 MΩ de polarisation tendent à maintenir à la fois Q_1 et Q_2 au point de polarisation déterminé par les 22 kΩ de charge. Les deux MOS FETS sont polarisés dans la région de fonctionnement.

Supposons qu'une impulsion bloque Q_2. Le drain de Q_2 tendra vers V_{DD} et la grille de Q_1 également, ce qui aura pour effet de débloquer Q_1. Q_2 sera maintenu bloqué tandis que C_1 se chargera jusqu'à la tension de seuil.

A partir de cette tension, Q_2 se débloquera, Q_1 se bloquera et le cycle recommencera.

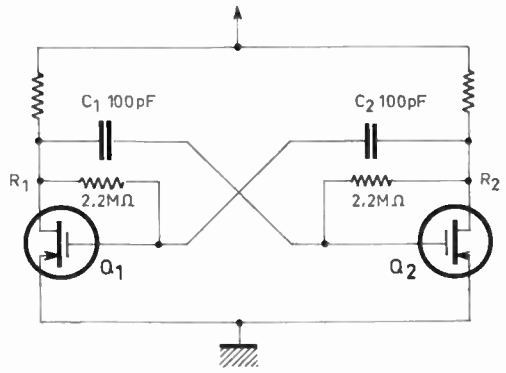


FIG. 11.

4.3. OSCILLATEUR (fig. 12)

Les circuits oscillateurs sont grandement simplifiés du fait que la grille du MOS FET a la même polarité que le drain.

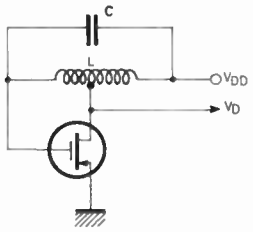


FIG. 12.

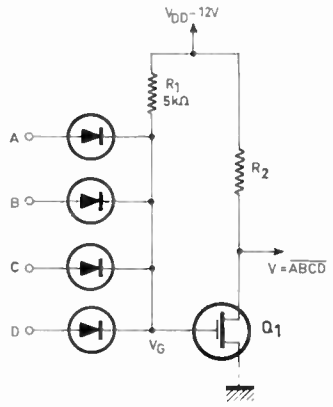
Alors l'inducteur du circuit d'accord peut servir de polarisation pour la grille. Un autotransformateur est utilisé pour prévoir une contre réaction positive. La fréquence d'oscillation sera :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

4.4. PORTE A n ENTRÉES NAND (fig. 13 et 14)

Si toutes les entrées de A à D sont à la masse, V_G est à la masse, Q_1 est bloqué et V est à -12 V. Donc, si chaque entrée est à « 0 », la sortie est à « 1 ».

FIG. 13. — Porte à quatre entrées pour une logique négative.



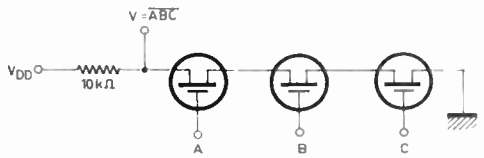


FIG. 14. — Porte à trois entrées NAND.

Notons que, pour une logique positive, « 1 » = 0 V et « 0 » = -12 V, la fonction est :

$$V = \overline{A \times B + C \times D}.$$

4.5. REGISTRE A DÉCALAGE (fig. 15)

La très grande impédance de la grille d'un MOS FET fait qu'on l'utilise très souvent comme registre à décalage.

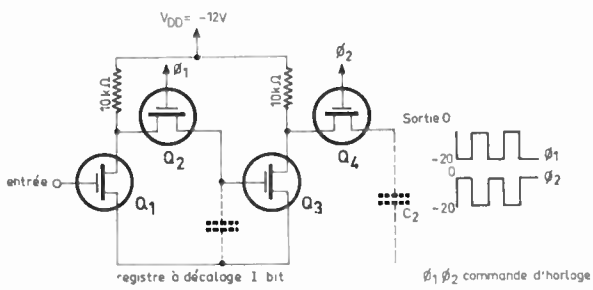


FIG. 15.

Supposons que l'on ait une tension de -10 V sur la grille de Q_1. Le drain de Q_1 est à la masse.

Quand φ_1 devient négatif C_1 se décharge à travers Q_2 et Q_1. Q_3 est alors bloqué et par conséquent le drain de Q_3 est à -12 V. Mais C_2 -12 V n'est pas appliqué à C_2, car, tandis que φ_1 est négatif, Q_2 est à la masse et Q_4 est bloqué.

Quand φ_1 vient à la masse, φ_2 devient négatif, débloque Q_4 et charge C_2 à -12 V. Ainsi, après un cycle complet de φ_1, la tension d'entrée est transférée à la sortie.

En résumé, C_1 est chargé (ou déchargé) quand φ_1 devient négatif. Pendant ce temps, C_2 conserve sa charge initiale puisque φ_2 est à la masse. Alors C_1 est isolé, C_2 est chargé pendant le demi-cycle où φ_1 est à la masse et φ_2 est négatif.

C_1 et C_2 sont représentés en pointillé sur le schéma puisqu'en réalité ce sont les condensateurs de fuite des MOS FETS.

4.6. Mémoire (fig. 16)

Ce circuit est très intéressant lorsque l'on doit utiliser une fonction mémoire.

Une impulsion négative est appliquée au circuit *RC* sur la grille du MEM 511.

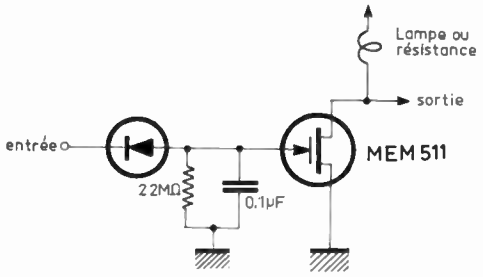


Fig. 16. — Circuit à mémoire.

Ce circuit peut être utilisé lorsqu'une fonction mémoire est requise. Une impulsion négative est appliquée sur l'ensemble *RC* disposé dans la grille du MEM 511. La constante de temps est fonction des valeurs *R*, *C*, de la diode, du courant de fuite de la grille, de l'amplitude de l'impulsion et de la résistance de charge. Avec un condensateur de 1 µF à faible courant de fuite et une résistance shunt totale de 1 000 MΩ, une constante de temps de 1 000 s est obtenue (16 mn). L'impédance d'entrée de grille est de l'ordre de 10^{10} à 10^{12} Ω. Le même ensemble sans la diode a une impédance de l'ordre de 10^{15} Ω.

4.7. Mesure de température (fig. 17)

Le MEM 511 permet l'utilisation de thermistances sensibles de grande résistance. La sortie d'un pont de Wheatstone est reliée à un amplificateur différentiel continu. Le galvanomètre indicateur est gradué en °C. Ce circuit peut être utilisé avec d'autres sondes thermométriques de grandes valeurs ohmiques en continu : indicateurs Geiger-Muller, phototubes, détecteurs d'humidité.

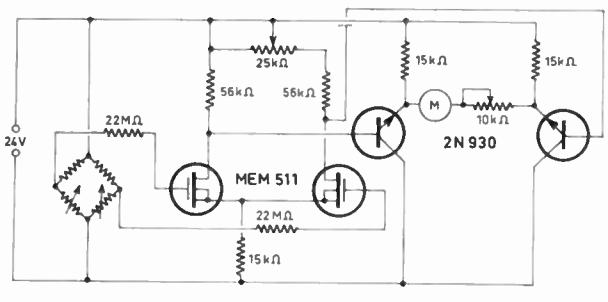


Fig. 17. — Mesure d'un gradient de température.
M : 10 mA ; 4 300 Ω.

4.8. Amplificateur sélectif a double T ponté (fig. 18)

Ce circuit est accordé en basse fréquence. Quoiqu'accordé à 8 Hz, il peut être déplacé par une modification des valeurs des éléments du T ponté. Ce circuit utilise des MEM 511 pour obtenir une impédance d'entrée de l'ordre de 1 000 MΩ à la fréquence centrale et de 100 MΩ aux autres fréquences.

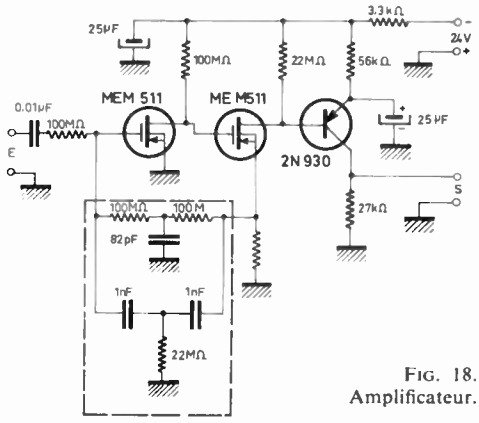


Fig. 18.
Amplificateur.

Fréquence centrale 7,7 Hz.
Bande passante à 3 dB : 0,9 Hz.
Gain en tension : 40 dB.
Impédance d'entrée 100 MΩ.
Bruit ramené à l'entrée : 100 µV.

4.9. Amplificateur continu différentiel (fig. 19)

Le MEM est utilisé ici afin d'obtenir des impédances d'entrée de l'ordre de 100 000 MΩ. Ce circuit avait, à l'origine, été conçu comme détecteur de zéro pour un pont de Wheatstone à forte résistance.

Il présente une gamme de mesures s'étendant jusqu'à 100 mV. On peut encore l'utiliser comme amplificateur d'électromètre ou de picomètre par l'adjonction appropriée de shunt ou multiplicateur calibrant l'appareil de mesure.

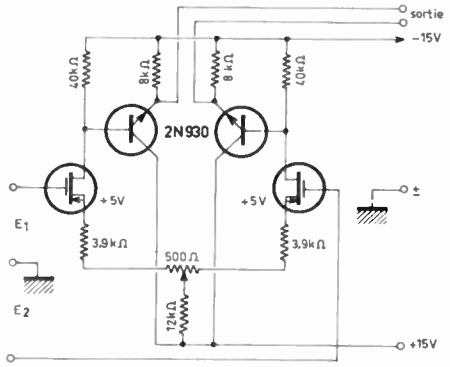


Fig. 19. — Amplificateur différentiel.
Tension d'alimentation : 15 V, 3 mA.
Stabilité : 100 µV/°C.
Impédance d'entrée 10^{11} Ω.

4.10. Amplificateur a 30 MHz

Les transistors à effet de champ MOS sont capables de fonctionner en amplificateur à des fréquences relativement élevées.

Le schéma équivalent d'un tel système est représenté figure 20. Il est valable pour un type 2N 4353 avec un $V_{DS} = -10$ et $I_D = -3$ mA à 30 MHz.

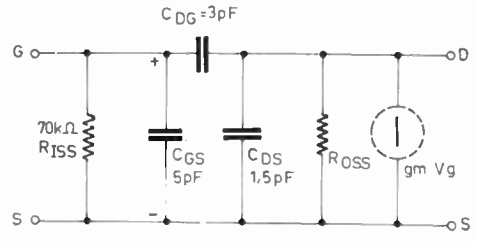


Fig. 20. — Circuit équivalent.

$C_{GS}C_{DG}C_{DS}$ sont presque indépendantes du point de fonctionnement choisi. R_{oss} et g_m varient respectivement comme $(I_D)^{-1}$ et $(I_D)^{1/2}$. En général R_{iss} et R_{oss} et g_m sont fonction de la fréquence ; R_{iss} est presque indépendant du point de fonctionnement et approximativement constant à 30 MHz. Au point choisi, le gain en puissance à la fréquence considérée est de 30 dB.

Il est difficile de rendre compatible l'impédance d'entrée et la largeur de bande à cause de la capacité d'entrée de 5 pF.

Le schéma pratique d'un amplificateur 30 MHz est donné figure 21 avec circuit de neutrodinage. Les impédances d'entrée et de sortie sont égales à 50 Ω. Le point de fonctionnement choisi est un compromis permettant d'obtenir un gain en puissance non négligeable 11 à 15 dB à 30 MHz, une largeur de bande raisonnable 600 kHz et une bonne stabilité.

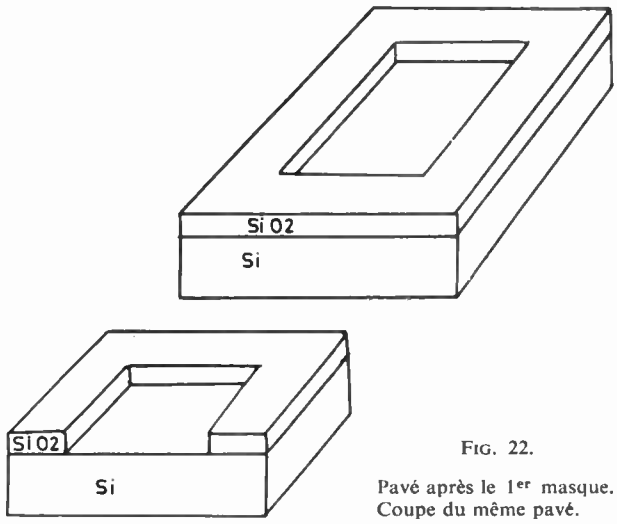


FIG. 22.

Pavé après le 1er masque.
Coupe du même pavé.

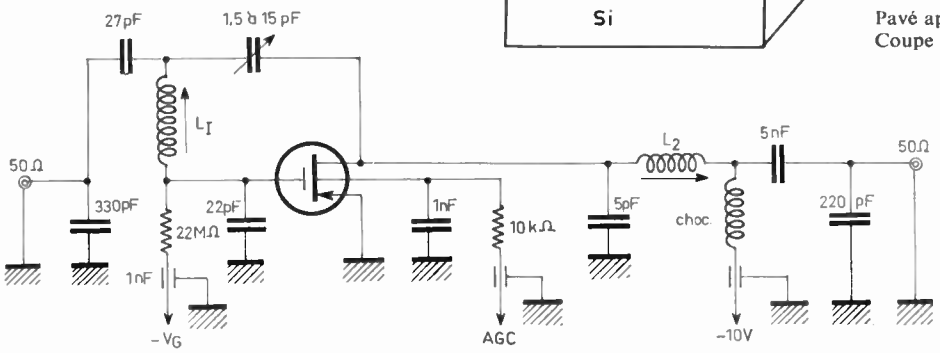


FIG. 21. — Amplificateur à 30 MHz.
Gain 15 dB ; bande passante à 3 dB : 600 kHz ; I_T : 3 mA.

Caractéristiques du 2N 4353

Tensions :

grille source	— 30 V
drain source	— 25 V
drain grille	— 25 V

Courant :

inverse de grille	+ 1 mA
direct de grille	— 0,01 mA
direct de drain	—100 mA

R_{DS} (on) résistance statique drain-source « on » ..... 300 Ω

Transconductance ..... 900 µmhos à 30 MHz
$V_{DS} = -10$ V ; $I_D = -10$ mA

Seuil de tension grille source ..... — 5 V
$V_{DS} = -10$ V ; $I_D = -10$ mA

Seuil de tension grille source ..... — 2,5 V
$V_{DS} = -10$ V ; $I_D = 10$ µA.

5. Les microcircuits réalisés en technique MOS

5.1. Technologie de fabrication

La fabrication d'un MOS comporte quatre étapes principales. Pour chaque opération, on utilise un masque photographique.

La première étape débute avec un pavé de silicium de type N sur la surface duquel on a déposé une couche épaisse de SiO_2.

La surface est recouverte d'un matériau photorésistant et exposé à travers un premier masque qui consiste en un simple rectangle. Après développement, le pavé est gravé à l'acide qui n'attaque que la partie photorésistante ou le silicium. Après ces opérations, le pavé se présente comme l'indique la figure 22.

Afin de déterminer l'emplacement du canal et de définir la couche de SiO_2 sur laquelle l'électrode de porte sera montée, le pavé est placé dans un four dont la température est contrôlée et une autre couche de SiO_2 est déposée (fig. 23).

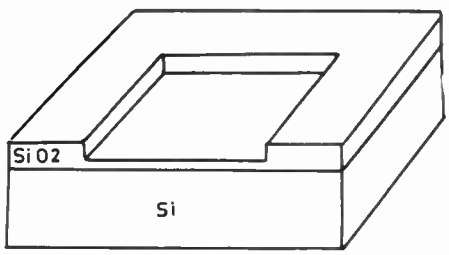


FIG. 23. — Coupe du pavé après dépôt du film dioxyde.

Pour l'utilisation d'un second masque et d'une nouvelle gravure, la couche d'oxyde est définie comme sur la figure 24.

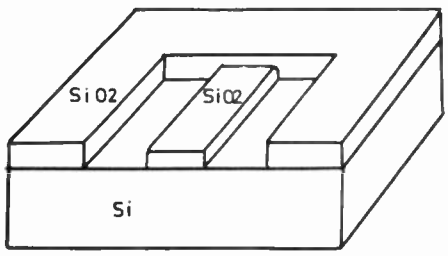


FIG. 24. — Coupe du pavé après la 2e photogravure.

Le pavé est prêt pour la diffusion des régions P qui formeront la source et le drain. Les régions P étant, bien entendu, définies par les régions de silicium nues. Après cette opération, le pavé présente l'allure de la figure 25.

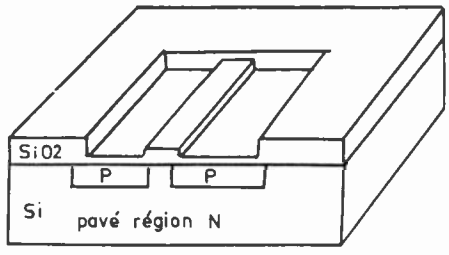


FIG. 25. — Coupe du pavé après diffusion.

Le système est prêt à recevoir une couche d'alumine vaporisée sur sa surface totale et ses sorties qui sont effectuées par soudures thermocompressibles classiques (fig. 26).

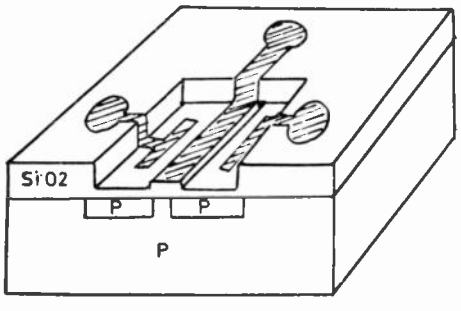


FIG. 26. — Coupe d'un MOSFET terminé.

5.2. CIRCUITS INTÉGRÉS MOS

La seule différence existant entre la réalisation d'un FET MOS et d'un circuit intégré MOS réside dans l'étude des masques. Le processus étant identique pour les deux. Cela est extrêmement important pour l'étude et la réalisation de nouveaux circuits puisque seuls les masques doivent être étudiés sans qu'il soit nécessaire d'établir de nouveaux schémas de diffusion. Cette simplicité de fabrication est importante sur le plan économique puisqu'elle autorise la réalisation de circuits extrêmement complexes.

La comparaison ci-après met en relief les avantages de la technique MOS pour la fabrication des microcircuits : alors que les circuits standards à triple diffusion comportent en général 20 à 30 transistors au maximum, un microcircuit MOS comporte 100 à 200 systèmes actifs. Ces possibilités peuvent être exploitées de plusieurs façons, en relation avec le prix, la sécurité et l'encombrement.

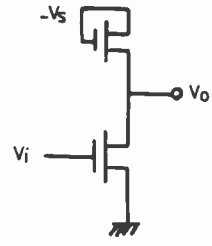
Lorsque l'encombrement prime, un grand nombre de circuits peut être réalisé sur un seul pavé. Cela a l'avantage d'augmenter la fiabilité à cause de la diminution des interconnexions. Le prix du système augmente mais, compte tenu du plus grand nombre de fonctions par pavé, le prix unitaire fonction diminue.

Ces circuits sont encore trop récents pour définir la limite de la complexité envisageable mais il semble déjà possible de prouver que, sur une même surface, on peut loger plus de fonctions logiques élaborées en MOS qu'en triple diffusion.

5.3. COMMENT RÉSOUDRE LE PROBLÈME DES RÉSISTANCES DANS LES CIRCUITS INTÉGRÉS (fig. 27).

La petite géométrie des MOS entraîne une haute résistance de saturation qui implique de grandes résistances de charge (supérieure à 100 kΩ). Habituellement on utilise des résistances unitaires de 50 Ω rapportées. Cela n'est pas applicable à l'obtention de fortes résistances où l'encombrement prohibitif est inacceptable. Certaines résistances à film mince (CERMET) permettent d'augmenter la valeur à 10 kΩ par élément mais, dans ce cas, le problème de la dissipation devient pratiquement impossible (15 000 W au pouce carré).

FIG. 27.



La meilleure solution au problème est l'utilisation des MOS : on charge un MOS FET par un autre. En étudiant une géométrie adéquate, on peut obtenir des résistances de saturation d'une valeur de 200 kΩ au maximum sur une surface de $1{,}6 \cdot 10^{-6}$ pouce carré. Le schéma type est représenté figure 27 dans un dispositif inverseur.

V_0 peut virtuellement se refermer par la masse, mais ne peut qu'être voisine d'une tension de seuil de la porte de Q_2. C'est ainsi que si R est réellement une petite géométrie MOS, V_0 est la double tension de seuil, indépendamment de l'alimentation.

Pour une tension d'alimentation de -25 V, on peut s'attendre à une sortie voisine de $(25 - 7 - 6) = 12$ V.

(La tension de seuil effective de Q_2 sera inférieure à celle du transistor MOS puisque la source est inférieure à la tension du pavé). Cette double chute de tension de seuil explique les relativement grandes tensions d'alimentation utilisées dans les circuits intégrés MOS.

Une autre solution possible au problème de la résistance est de diriger toutes les portes de résistance des MOST vers une alimentation séparée, c'est-à-dire -25 V et ensuite de réduire V_s à environ -12 V. Puisque les portes ne débitent aucun courant, on admet un facteur de dissipation supérieur à 4. Le dispositif de sortie peut maintenant être un simple inverseur et V_0 sera continuellement voisin de V_s. Les économies en puissance peuvent être consacrées à diminuer l'impédance de sortie, si c'est nécessaire.

La possibilité de modifier les valeurs des résistances de charge dans tout le circuit au moyen d'une alimentation extérieure donne actuellement toute satisfaction.

5.4. APPLICATIONS : LE CIRCUIT FLIP-FLOP (fig. 28)

Dans les systèmes MOS intégrés actuels, on utilise, en régime dynamique, la charge stockée dans une capacité. Les capacités associées au MOS ont des courants de fuite extrêmement faibles. La valeur de la capacité est de quelques fractions de picofarad qui, associées aux grandes impédances présentées par les MOS, peuvent définir de très longues constantes de temps. Deux exemples de réalisation sont le flip-flop RST et le registre à décalage 21 bits. Dans ces deux exemples, les circuits sont intégrés dans un seul pavé de silicium. Les connexions communes, pavé, sont reliées à la masse. Les MOS représentés symboliquement ne sont pas orientés. Cela s'explique par le fait que, dans les systèmes intégrés, les éléments sont symétriques et aucune distinction n'est faite entre le drain et la source. Le RST flip-flop peut être utilisé en système binaire ou en registre à décalage 1 bit.

En utilisation binaire, $\overline{Q}$ est relié à SET et Q à RESET à A (à travers K) sont des interrupteurs fermés quand une tension négative est appliquée à la porte.

Les éléments de base du flip-flop sont deux FET F et G couplés en croix.

Les transistors E et H sont simplement en parallèle sur F et G afin de permettre la remise d'une des grilles (E ou H) à un potentiel négatif lorsque l'on veut donner au flip-flop un certain état.

En pratique, les deux grilles peuvent être réunies à la masse si l'on veut remettre le compteur à zéro.

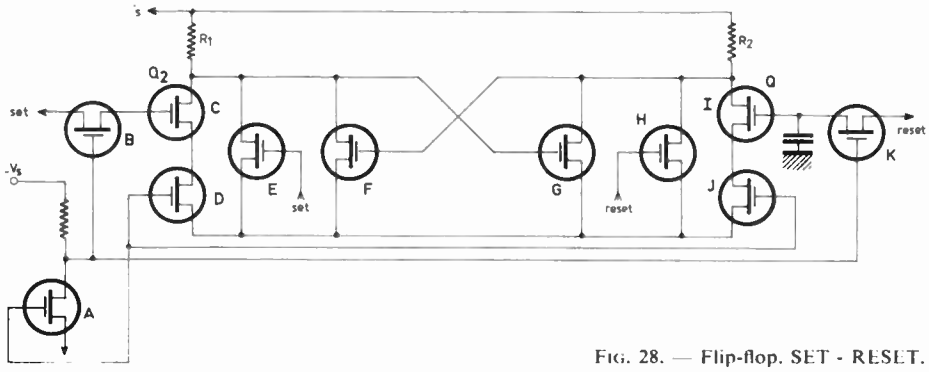


FIG. 28. — Flip-flop. SET - RESET.

Après avoir relié la ligne de *DC* RESET à zéro, le circuit fonctionne de la manière suivante :

Le signal d'horloge est zéro tant que *A* est ouvert. Le drain est à $-V_s$. Les grilles de *B* et *K* sont liées au drain de *A* tant que ces transistors sont passants.

Puisque *Q* —(drain du transistor *C*) est négatif, C_1 est chargé négativement. *Q* est à zéro, ainsi C_2 est déchargé. Même si C_1 est chargé négativement, il porte la grille de *C* à un potentiel négatif, aucun courant ne traverse le transistor parce que sa source est reliée au transistor *D* qui n'est pas passant parce que le zéro d'horloge est appliqué à la grille de *D*.

Cependant, quand l'horloge devient négative, le transistor *D* est en position passante. Puisque *B* est bloqué, la charge de C_1 ne fuit pas et la grille de *C* reste négative. *C* donc reste passant. Ainsi, avec *C* et *D* dans l'état passant, le courant passe à travers la résistance de charge R_1. Le cycle suivant, le signal d'horloge opère de la même manière sur les transistors *J* et *I* remettant le flip-flop dans sa position d'origine.

L'utilisation de condensateurs (C_1 et C_2) comme élément de stockage fait subir quelques restrictions au facteur de forme du signal d'horloge.

L'utilisation du RST flip-flop en registre à décalage est la même qu'en binaire à une exception près : au lieu que les lignes de SET et RESET soient connectées à $\overline{Q}$ et *Q*, elles sont connectées au générateur d'information. L'information est décalée à travers le flip-flop quand l'horloge marque « 0 » et sort quand l'horloge affiche « 1 ».

5.5. REGISTRE A DÉCALAGE 21 BITS (fig. 29)

Le registre à décalage General Instrument est en réalité un ensemble de trois registres en un seul microcircuit ayant une même commande d'horloge et la même alimentation.

Les trois ensembles peuvent être utilisés séparément ou connectés en série, ce qui donne 21 bits.

Les registres ne sont qu'un ensemble de flip-flop connectés en série. Le stockage peut se poursuivre durant un temps très long.

Plusieurs possibilités sont offertes : soit en système dynamique, mémoires à circulation où les informations doivent être répétées sans arrêt ; soit en système statique, où l'information est restituée à la demande après avoir été appliquée une seule fois au système.

Le principe est simple si l'on considère chaque transistor comme un interrupteur qui est fermé lorsqu'un potentiel négatif est fourni à sa grille et ouvert lorsque son potentiel est celui de la masse.

6. Conclusion

Les possibilités qu'apporte la technologie MOS sont d'une ampleur encore insoupçonnée à l'heure actuelle. Ce procédé permet une production infiniment plus économique que les systèmes conventionnels habituels. Les champs d'application immenses de ces éléments font espérer une production très économique dans les années à venir.

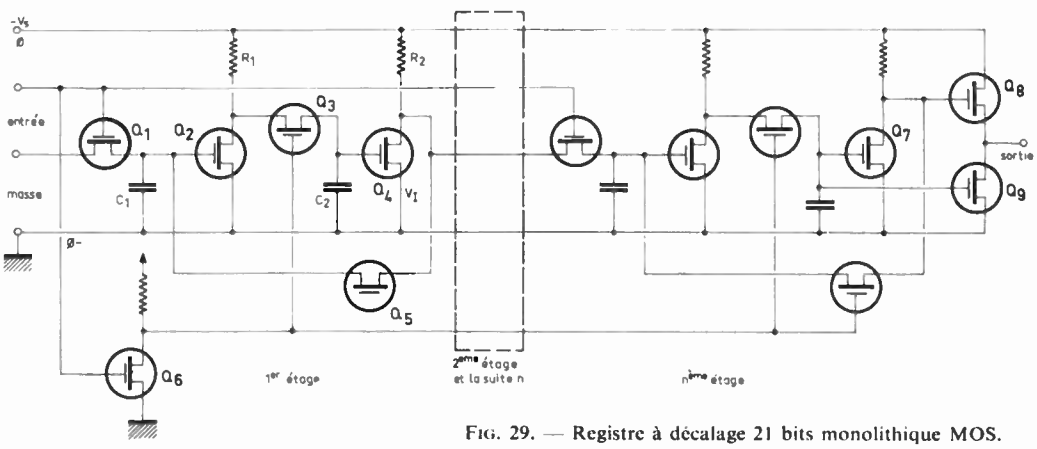


FIG. 29. — Registre à décalage 21 bits monolithique MOS.

BIBLIOGRAPHIE

CASSIGNOL E.J. — Physique et électronique des semiconducteurs.

LELAND SEELY Ph. D. — Notes d'applications General Instrument.

SHEETS William. — Notes d'applications General Instrument.

GOUDET et MEULFAU. — Les semiconducteurs.

Notes personnelles des auteurs.

CONDENSATEURS « CERFEUILS » — PROCÉDÉS DE RÉALISATION ET CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

MM. FRAPPART, KAMM et PASTEAU
L.C.C. STEAFIX

L'évolution de la technique électronique, les réductions de dimensions et de poids, ont amené les fabricants de composants à revoir leurs modèles et à les adapter aux exigences nouvelles. Ceci tout en conservant pratiquement les mêmes caractéristiques électriques et en améliorant la fiabilité. C'est ainsi que, dans le domaine des condensateurs céramiques, L.C.C.-STEAFIX a étudié et créé le condensateur « Cerfeuil » constitué essentiellement de lames minces de céramique métallisées, diélectrique et armatures étant ensuite frittés simultanément à haute température pour constituer un bloc compact.

Procédés de réalisation

La composition diélectrique, finement divisée par broyage est mise en suspension, sous vide, dans une solution aqueuse contenant un liant plastique. Cette suspension, dont la viscosité doit être maintenue constante suivant la composition céramique choisie, est admise sur un tapis métallique transporteur de près de 25 mètres de long. Homogénéisée en permanence, la composition est véhiculée par des pompes à débit contrôlé vers le poste d'alimentation du « banc de coulage ». L'épaisseur de la suspension ainsi déposée est réglée à la fois par le débit des pompes, la vitesse du tapis transporteur et la position du distributeur par rapport au tapis. La bande métallique passe ensuite à travers un tunnel de séchage dont la température est réglée de telle sorte que l'on obtienne à la sortie un film plastique souple chargé de céramique. Actuellement comprise entre 0,06 et 0,2 millimètre avant cuisson, l'épaisseur du film est constante pour un même réglage à plus ou moins 2 microns près. Ce film dont la teneur en eau est très importante est ensuite séché dans des conditions de température très sévères et stocké en atmosphère contrôlée (fig. 1).

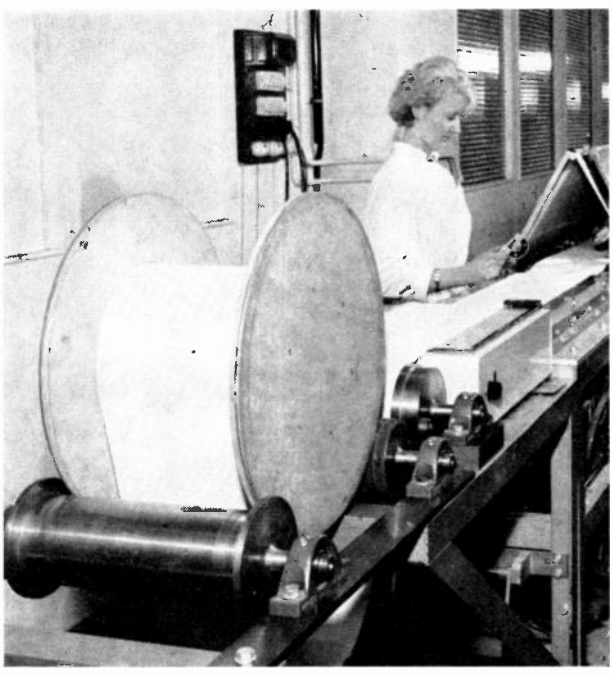


Fig. 1

La seconde opération consiste à appliquer les différentes armatures qui constitueront le condensateur. Pour ce faire le film est découpé en feuilles d'environ 30 cm de longueur sur 20 cm de largeur qui seront fixées rigidement sur un cadre métallique indéformable. Les électrodes, en palladium, métal choisi pour sa faible affinité chimique avec les constituants de la céramique, sont alors déposées par une méthode d'impression analogue à la sérigraphie, ce qui permet de laisser subsister des épargnes de forme convenable. Avant utilisation, la poudre de palladium de granulométrie rigoureusement contrôlé est mise en suspension dans un véhicule organique.

Après séchage des métallisations, la feuille de céramique, fixée sur son cadre rigide, est mise en place avec précision sur le chariot mobile dans deux directions rectangulaires d'une presse automatique. Cette presse découpe dans la feuille les différentes lames métallisées ; elle empile le nombre fixé de lames qui constituera un même condensateur et applique une pression de plusieurs tonnes par cm². Le nombre de lames actives ainsi empilées peut varier entre 1 et 25, et le nombre de lames total n'est jamais inférieur à 7 pour que le bloc ait une solidité mécanique suffisante. Les blocs compacts ainsi formés sont alors prêts pour la cuisson à une température comprise entre 1 200 et 1 400° suivant le diélectrique (fig. 2).

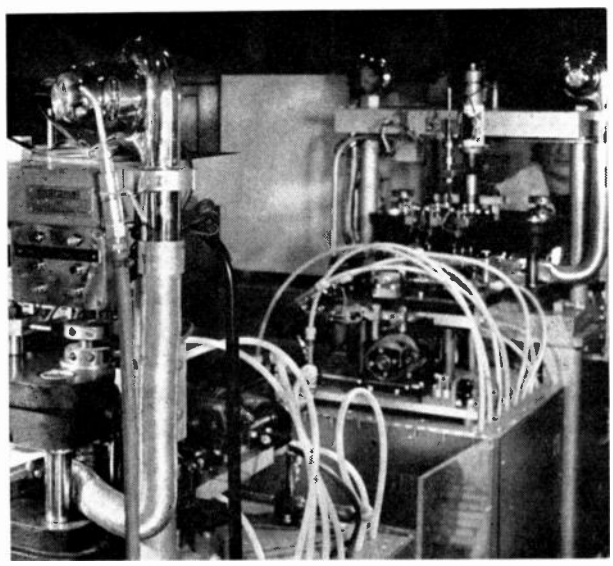


Fig. 2

La dernière opération délicate pour la fabrication de ce condensateur consiste à faire apparaître sur deux tranches opposées du bloc de céramique les lames de palladium nettes de toutes traces d'oxydation qui nuiraient à la qualité du condensateur après mise en parallèle des électrodes par introduction d'une résistance série.

La finition du condensateur : mise en parallèle des électrodes, soudure des connexions, moulage, marquage, contrôles, pose surtout des problèmes de mécanisation mais peut s'assimiler à la finition des condensateurs classiques.

Propriétés particulières du condensateur « Cerfeuil »

Outre les réductions importantes des dimensions, les bonnes performances de ces condensateurs s'expliquent par leurs procédés de fabrication.

La technique du « coulage » de feuilles minces de diélectrique de granulométrie extrêmement fine, suivie du pressage conduit à une céramique parfaitement homogène et compacte. Ainsi tout risque de « points chauds » où il pourrait y avoir accumulation de charges statiques est écarté.

D'autre part, la grande stabilité du palladium empêche toute réaction chimique entre diélectrique et armatures quelles que soient les conditions de températures ou climatiques.

Enfin, les détériorations par ionisation au niveau des épargnes ne peuvent se produire, celles-ci étant auto-protégées par le frittage qui transforme l'empilement en bloc compact.

Caractéristiques

Ces composants ont fait l'objet de nombreux essais, tant sous l'aspect de l'homologation vis-à-vis des normes CCTU 02-04 et MIL STDC 11.015 C, que d'essais d'évaluation de performance diverses.

Afin de travailler dans une zone où les défauts commencent à se manifester, des essais de vie ont été effectués à 150° pour les DLZ 900 avec des tensions allant jusqu'à 1 400 V, soit 20 fois la tension de service prévue. Dans ces conditions, après 1 000 h, le taux de survivants est encore supérieur à 50 %, la majorité des défauts apparaissant d'ailleurs au cours des premières 200 heures d'essai.

Pour les CL, dans les mêmes conditions, mais sous une tension de 1 000 V, soit plus de 15 fois la tension de service, le taux de survivants après 1 000 h est supérieur à 60 %.

Le comportement de ce type de condensateur est aussi remarquable en fonction de la fréquence. Pour les condensaturs du type DL, la fréquence de résonance avec 1 mm de connexion est, par exemple, de 7 MHz pour une capacité de 100 000 pF, et pour les CLC 905 de 100 pF, elle atteint 325 MHz.

Ces condensateurs sont protégés par des résines plastiques qui leur donnent un excellent comportement vis-à-vis de l'action des agents atmosphériques. Si cela est nécessaire, il est possible de les protéger par des résines autoextinguibles qui sont susceptibles de s'éteindre très rapidement après avoir été portées à l'incandescence.

D'autres types de condensateurs, utilisant le même principe de réalisation, sont en cours d'étude et de développement.

Ces condensateurs à protection entièrement céramique devraient permettre d'atteindre des performances encore supérieures, en ce qui concerne en particulier la protection climatique, les températures maximales d'utilisation, la tenue sous radiation, etc.

A PROPOS DES ANTENNES COLLECTIVES

par R. BROCHUT

Avocat à la Cour d'Appel de Paris

Le Journal Officiel du 3 juillet 1966 a publié la loi relative à l'installation d'antennes réceptrices de radio-diffusion qui est entrée en vigueur le 1er janvier 1967 et s'est substituée au décret du 30 septembre 1953.

Nos lecteurs connaissent les raisons qui ont incité le Législateur à modifier le texte de 1953 qui, pour la première fois dans notre législation, avait créé ce qu'il est convenu d'appeler « le droit à l'antenne ».

Nous assistions, ces dernières années, à une véritable floraison d'antennes de télévision sur les immeubles, ce qui n'était pas sans présenter certains inconvénients sur le plan esthétique, voire même sur celui de la sécurité, du moins pour ceux dont la profession exige un travail sur les toits.

En réalité, la raison profonde de ce texte de loi se trouve essentiellement dans les difficultés que rencontraient certains organismes pour containdre leurs locataires à accepter le branchement de leur récepteur, ou de leur téléviseur, sur des antennes dites « collectives ». Le nouveau texte prévoit la possibilité, pour un propriétaire, d'imposer le raccordement à une antenne collective ; telle est la principale innovation que nous allons maintenant commenter avant de donner le texte même de la loi.

Premier principe : le droit à l'antenne réceptrice individuelle subsiste :

L'article premier, alinéa 1, reprend le principe posé par le décret de 53 : « un propriétaire ne peut s'opposer à l'installation, à l'entretien ou au remplacement d'une antenne extérieure réceptrice de radio-diffusion, sans motifs sérieux et légitimes ».

Cette dernière formule « sans motifs sérieux et légitimes » figurait déjà dans le texte de 53, mais par contre, la loi nouvelle ne préconise pas la procédure de la lettre recommandée adressée au propriétaire qui se devait de répondre ou de soumettre les raisons de son opposition à la juridiction compétente, dans un délai d'un mois, faute de quoi le propriétaire se trouvait forclos.

Nous croyons savoir que le décret d'application reprendra cette procédure.

Second principe qui constitue une innovation : possibilité d'installer une antenne collective :

C'est très certainement l'une des principales innovations du Législateur, le paragraphe 2 de l'Article 1er précisant que constitue un motif sérieux et légitime de s'opposer à l'installation ou au remplacement d'une antenne individuelle, l'offre faite par un propriétaire de raccordement à une antenne collective.

En contrepartie, cette antenne collective devra répondre à certaines conditions techniques qui seront fixées par arrêté et qui permettront, notamment en matière de réception de télévision, d'obtenir des réceptions aussi bonnes que celles obtenues avec une antenne individuelle.

Branchement quasi obligatoire des récepteurs individuels à l'antenne collective :

Si l'antenne collective répond aux conditions techniques exigées, tout propriétaire aura la possibilité, *après un préavis de deux mois*, de faire déposer les antennes extérieures individuelles et de contraindre ainsi les locataires à se raccorder à l'antenne collective.

Dans cette hypothèse, *le propriétaire devra prendre à sa charge* aussi bien les frais d'installation que de raccordement de l'antenne collective ainsi que *les frais de démontage* de l'antenne individuelle.

En un mot, nous pouvons dire que le branchement à une antenne collective pour un locataire qui disposait avant d'une antenne extérieure individuelle, doit être absolument *gratuite* pour ce locataire.

Participation aux frais limitée par le Législateur :

L'article 2 de la loi précise que chaque usager ayant accepté de se brancher sur l'antenne collective pourra faire l'objet de la part du propriétaire qui l'a installée à ses frais, d'une demande de frais de branchement et d'utilisation dont *le montant dépendra des dépenses d'installation, d'entretien ou de remplacement.*

Ici encore le décret d'application devra donner certaines précisions pour éviter qu'il y ait des abus.

Droit à l'antenne d'émission d'amateurs :

Innovation importante au profit des *radio-amateurs* agréés par le Ministère des Postes et Télécommunications. Sauf motifs sérieux et légitimes, un propriétaire ne pourra pas s'opposer à l'installation, au remplacement, à l'entretien d'antennes individuelles réceptrices et émettrices.

Il s'agit du paragraphe 3 de l'article 1er qui a été voté sur amendement présenté par le Réseau des Emetteurs Français, Association Nationale groupant les radio-amateurs français. Si cette question intéresse certains lecteurs, nous leur conseillons de se reporter à « *La Revue des Ondes Courtes : Radio-REF* » que publie l'Association (1).

Champ d'application de la nouvelle loi :

Le Législateur a entendu éviter certaines difficultés qui étaient apparues sous l'empire du texte de 53. Il précise que la loi sera applicable aux immeubles se trouvant en indivision ou en co-propriété. Tous les occupants, quels qu'ils soient, locataires, co-propriétaires, indivisaires, ou encore membres de société de constructions, pourront se prévaloir des dispositions de la nouvelle loi.

Texte de la loi publié au Journal officiel du 3 juillet 1966 :

Article Premier

Le propriétaire d'un immeuble ne peut, nonobstant toute convention contraire, même antérieurement conclue, s'opposer, sans motif sérieux et légitime, à l'installation, à l'entretien ou au remplacement, aux frais d'un ou plusieurs locataires ou occupants de bonne foi, d'une antenne extérieure réceptrice de radiodiffusion.

L'offre, faite par le propriétaire, de raccordement à une antenne collective répondant aux conditions techniques fixées par arrêté du Ministre de l'Information constitue, notamment un motif sérieux et légitime de s'opposer à l'installation ou au remplacement d'une antenne individuelle.

Toutefois, le propriétaire d'un immeuble ne peut s'opposer, sans motif sérieux et légitime, à l'installation, au remplacement ou à l'entretien des antennes individuelles, émettrices et réceptrices, nécessaires au bon fonctionnement de stations du service amateur agréées par le Ministre des Postes et Télécommunications conformément à la réglementation en vigueur. Les bénéficiaires sont responsables, chacun en ce qui le concerne, des travaux d'installation, d'entretien ou de remplacement et des conséquences que pourrait comporter la présence des antennes en cause.

Article II

Le propriétaire qui a installé à ses frais une antenne collective répondant aux conditions techniques visées à l'alinéa 2 de l'article premier ci-dessus, est fondé à demander à chaque usager acceptant de se raccorder à cette antenne collective, à titre de frais de branchement et d'utilisation, une quote-part des dépenses d'installation, d'entretien et de remplacement.

Article III

Le propriétaire peut, après un préavis de deux mois, raccorder les récepteurs individuels à l'antenne collective et déposer les antennes extérieures précédemment installées par des locataires ou occupants de bonne foi, lorsqu'il prend en charge les frais d'installation et de raccordement de l'antenne collective et les frais de démontage des antennes individuelles.

Article IV

La présente loi est applicable aux immeubles qui se trouvent en indivision ou qui sont soumis au régime de la copropriété.

Les indivisaires, les copropriétaires et les membres de sociétés de construction peuvent, lorsqu'ils sont occupants, se prévaloir des dispositions de la présente loi.

Article V

La présente loi entrera en vigueur le 1er janvier 1967. Le décret N° 53-987 du 30 septembre 1953, pris en vertu de la loi N° 53-611 du 11 juillet 1953, sera abrogé à cette date.

Article VI

Un décret en Conseil d'Etat déterminera les conditions d'application de la présente loi.

---

(1) « La Revue des Ondes Courtes Radio-REF » est éditée par le Réseau des Emetteurs Français, 60, boulevard de Bercy, Paris-12e. Téléphone : DORian 93.84.

Vie de la Société

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU GROUPE RÉGIONAL TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES DE LA S.F.E.R.

Toulouse, le 3 janvier 1967

Au cours de l'Assemblée générale du groupe de Toulouse - Midi - Pyrénées de la SFER, Monsieur le Professeur LAGASSE, *Président du Comité provisoire, a prononcé une allocution dont nous extrayons les passages suivants :*

Le 15 octobre 1965, nous avions procédé à l'installation du Groupe Régional TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES de la SFER et de son bureau provisoire dont notre Société m'avait confié la présidence.

Il m'appartient aujourd'hui, comme je l'avais précisé à l'époque, de transmettre le flambeau au nouveau Comité qui, selon les statuts de la SFER, devra entrer en fonctions à compter du 1er mars 1967.

Parmi les objectifs que nous nous étions fixés figurait en premier lieu celui d'implanter, plus fortement qu'elle ne l'était déjà, la SFER dans notre Région.

Les chiffres parlent d'eux-mêmes à cet égard et il me suffira de préciser qu'à la fin de 1965, 45 membres relevaient de notre Groupe Régional naissant, un an après, 98 membres figurant sur nos listes peuvent bénéficier des services de notre organisation et participer à nos activités et au développement que l'Électronique et ses disciplines associées connaissent dans notre Région.

A ce propos, je voudrais souligner le dynamisme et l'activité inlassables dont a fait preuve jusqu'à octobre 1966, époque à laquelle il a été appelé aux fonctions que vous savez, notre Secrétaire Général le Professeur E. CASSIGNOL. M. le Professeur BIREBENT a bien voulu remplacer au pied levé notre camarade, je tiens à l'en remercier très vivement et à lui dire combien j'ai pu apprécier, depuis le début de notre collaboration, son talent et ses qualités d'organisateur.

Ceci me conduit à dire un mot très bref sur notre prochaine et imminente manifestation : la session de perfectionnement qui se déroulera du 4 au 13 janvier 1967. C'est grâce aux Professeurs BIREBENT et GRATELOUP, ce dernier au titre de Secrétaire Adjoint du bureau provisoire, que cette Session de perfectionnement, que nous avions programmée avec M. CASSIGNOL pour le mois d'octobre dernier, a pu être, en définitive, organisée.

Il m'appartient, d'une part, de remercier tous les Laboratoires de l'Université qui ont bien voulu apporter leur concours :

— le Centre d'Etude Spatiale des Rayonnements,

— le Laboratoire de Semiconducteurs,

— le Laboratoire de Physique du Solide,

— le Laboratoire de Génie Electrique ;

d'autre part, d'adresser mes remerciements aux organismes et Sociétés régionales qui nous ont fait confiance, en leur renouvelant mes excuses pour le changement de date auquel nous avons été conduits, au tout dernier moment.

A côté de ces activités concernant la campagne de recrutement et la mise en place d'une manifestation propre à notre Groupe Régional, les tâches principales du bureau se sont situées dans deux autres domaines dont j'avais souligné l'importance lors de mon allocution du 15 octobre 1965.

Il s'agit tout d'abord de l'organisation des *Journées d'Électronique de Toulouse* qui sont maintenant devenues annuelles. On ne dira jamais assez ce que ces manifestations doivent au dynamisme de notre camarade le Professeur CAMBOU, Vice-Président de notre

Groupe Régional et, par ailleurs, Secrétaire Général de l'Association des *Journées d'Electronique de Toulouse*. Nous sommes particulièrement heureux que le Conseil d'Administration de cette Association compte, sur les 17 membres qui le composent, 6 membres du Groupe Régional de la SFER et je tiens simplement à redire à son Président, M. Louis BAZERQUE, Maire de Toulouse, qu'il peut compter sur notre Groupe Régional et son bureau pour l'aider dans l'œuvre qu'il a entreprise.

Il s'agit enfin de l'implantation à Toulouse de nouvelles industries relevant de l'Électronique.

A ce sujet, on peut vraiment dire que notre Groupe Régional et, en particulier, son bureau ont payé de leur personne. C'est, notamment, le voyage éclair que fit à Phoenix (Arizona), en février 1966, notre Vice-Président, le Professeur CAMBOU et aussi la nomination, au titre de Directeur de l'Usine de Toulouse de la Société MOTOROLA, de notre Secrétaire Général le Professeur CASSIGNOL.

Mais cette première implantation ne doit être que le signe avant-coureur d'un renouveau de notre région dans ce domaine et déjà, sans trahir de secret, on peut dire que d'autres suivent et suivront. Je puis vous assurer qu'il reste dans notre intention de poursuivre l'œuvre que nous avons entreprise et que le nouveau Comité proposé à vos suffrages fait déjà siens les objectifs du Bureau provisoire.

Il lui appartiendra d'appuyer l'action menée par les Pouvoirs publics et la Mairie, tout en veillant à ce que ces nouvelles implantation se fassent dans l'ordre et dans l'intérêt de tous pour le plus grand bien de notre Région et de notre Pays.

Cette vocation industrielle, votre Bureau provisoire a tenu à l'inscrire dans les faits en proposant à vos suffrages un nouveau Comité de neuf membres dont deux représenteront les Industries nouvelles qui s'implantent dans notre Région.

C'est ainsi, qu'à côté d'Universitaires dont les noms vous sont familiers comme le Professeur BIREBENT, Directeur du Laboratoire de Semiconducteurs de l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique et d'Hydraulique de Toulouse, M. DESMOUTIER, Ingénieur au CNRS, qui a assuré avec beaucoup de dévouement, dans le bureau provisoire, les délicates fonctions de trésorier, le Professeur G. GRATELOUP, Maître de Conférences à l'Institut National des Sciences Appliquées, qui a fait ses premières armes d'enseignant au Brésil et à l'Université LAVAL à Québec, M. JOSSERAND, Maître-Assistant au Laboratoire d'Électronique de l'ENSEEHT, qui assure depuis plusieurs années de lourdes responsabilités dans la formation technique supérieure des Électroniciens, le Professeur LAFOURCADE, Directeur du Laboratoire de Diffraction Électronique de la Faculté des Sciences, et moi-même, nous avons pu susciter les candidatures de deux représentants de nouvelles industries locales : M. E. CASSIGNOL, Directeur de l'Usine de Toulouse de la Société MOTOROLA, et M. J.-L. POURNY qui dirige depuis très peu de jours une Société d'Électronique Toulousaine. M. POURNY qui a fait une partie de ses études en France où il a obtenu le diplôme d'Ingénieur de l'Institut Supérieur des Matériaux, a vécu quelques années aux Etats-Unis poursuivant ses études au MIT dont il est Master of Sciences. Une partie de sa carrière professionnelle s'est déroulée aux États-Unis successivement chez ARTHUR D. LITTLE et chez PRATT et WHITNEY et, depuis 1964. il occupait d'importantes fonctions à la Compagnie Européenne d'Automatisme Électronique, Société qu'il vient de quitter pour diriger à Toulouse une nouvelle entreprise d'Électronique. Je tiens à lui souhaiter la bienvenue dans notre ville et à formuler des vœux très sincères pour la plus grande réussite de son affaire.

A ce nouveau Comité, il fallait un Président agissant. Qui, mieux que le Professeur CAMBOU pourrait remplir ce rôle ? Titulaire depuis peu d'une nouvelle chaire créée à Toulouse, celle de Physique Spatiale, il a su montrer, tant dans le cadre de ses fonctions au Secrétariat Général de l'Association des *Journées d'Électronique de Toulouse* qu'à la tête du Centre d'Étude Spatiale des Rayonnements qu'il dirige avec autorité à la Faculté des Sciences de Toulouse, qu'il était tout à fait digne de notre confiance. Je serais particulièrement heureux de pouvoir communiquer au Bureau National de la SFER que, grâce à vos suffrages, le Groupe Régional TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES s'est doté, pour les trois années qui viennent, d'un Président jeune, particulièrement dynamique et prêt à consacrer toute son énergie au renouveau de l'Electronique, à Toulouse et dans sa Région.

Puis M. LAGASSE *a proposé de donner le titre de Président d'Honneur du Groupe de* TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES *à M. le Professeur Pierre* DUPIN *qui, dès 1927, s'est dévoué à l'enseignement de la radioélectricité, d'abord à l'Institut Électrotechnique, puis en 1941, comme maître de Conférence à la Faculté des Sciences et comme Professeur titulaire en 1948. En 1956 le Professeur* DUPIN *prit la direction de l'option Électronique de l'ENSEEHT en même temps qu'il créa et dirigea le Laboratoire d'Électronique et de Hautes Fréquences.*

Prenant la parole, le Professeur DUPIN *a retracé en quelques mots l'évolution de l'enseignement de l'Électronique à Toulouse, tandis que le Professeur* BIREBENT, *pour finir, a présenté la session de perfectionnement sur les Semiconducteurs et leurs applications industrielles qui s'est déroulée du 4 au 14 janvier.*

Assemblée générale ordinaire

RAPPORT DU TRÉSORIER

présenté par M. MOULON

Comptes d'exercice pour la période du 1er janvier au 31 décembre 1966

RECETTES

1° Cotisations 1966 et antérieures	109 543,57
2° Cotisations en avance	79 244,38
3° Remboursement de divers	10 129,84
4° Intérêts et agios	332,32
	199 250,11
Excédent des dépenses sur les recettes	25 188,07
	224 438,18

DÉPENSES

1° Frais de Secrétariat	65 420,60
2° Frais de réunions	24 289,57
3° Groupes régionaux	4 840,00
4° U.A.S.I.F. 1966	2 193,00
5° Onde Electrique	19 176,76
6° Matériel	5 124,58
7° Banquet annuel	621,00
8° Envoi ouvrages colloque quantique à Moscou	163,00
9° Colloque l'Electronique et l'Espace	671,24
10° Prix E.S.E.	900,00
11° Annuaire 1966 (frais divers)	1 104,03
12° Nançay	182,50
13° Divers	594,40
	125 280,68
Achats d'obligations	39 900,00
Bons de caisse	59 257,50
	224 438,18

En caisse au 1er janvier 1966 :

CCP	77 165,64
CCP	1 145,72
Banque	46 727,86
Espèces	376,48
	125 415,70

En caisse au 31 décembre 1966 :

CCP	35 989,86
Banque	38 708,44
Banque	25 109,31
Espèces	420,02
	100 227,63
Excédent des dépenses sur les recettes	25 188,07
	125 415,70

BILAN

ACTIF

Frais de constitution	0,01
Emprunt 3,5 % 1952	4 200,00
Bons du Trésor	80 000,00
Obligations Gaz de France	10 000,00
Obligations Crédit National	10 000,00
Obligations collectivités locales	19 900,00
Bons de caisse	60 000,00
En caisse	100 227,63
	284 327,64

PASSIF

Réserve statutaire	18 320,00
Cotisations en avance	79 244,38
Provision pour annuaire	20 000,00
Réserves	166 763,26
	284 327,64

RÉSERVES

Augmentation des réserves dues à l'exercice 1966	54 226,54
Anciennes réserves	112 536,72
Réserves	166 763,26

COMPTE RENDU DES COMMISSAIRES AUX COMPTES

présenté par MM. M.Y. BERNARD, P. DESNEIGES, A. HENRY

Mesdames, Messieurs,

En application des décisions de l'Assemblée Générale en date du 2 février 1966, nous avons examiné les comptes de notre société pour l'exercice qui se termine.

Ces comptes font apparaître une augmentation des réserves de 54 226,54 F, soit près de la moitié des réserves disponibles lors de la clôture de l'exercice précédent. Cet accroissement témoigne de l'excellente gestion de notre société.

Le total des réserves atteint 166 763,26 F. Le montant de cette réserve et le taux d'accroissement annuel devraient permettre au Conseil de notre Société de choisir la solution la plus efficace pour résoudre le problème de la réinstallation dans des nouveaux locaux. Nous bénéficions actuellement d'une aide très appréciable de la part de la Société Française des Electriciens, mais le déménagement de l'Ecole Supérieure d'Electricité, dans quelques années, posera inéluctablement le problème de la réinstallation.

La comparaison des comptes de l'exercice 1966 avec ceux de l'exercice 1965 ne fait apparaître qu'une différence sensi-

ble, une baisse du montant du poste « cotisations 1966 et antérieures » qui ne s'élève qu'à 109 543,57 F contre 170 746,71 F l'an passé. Cette baisse ne traduit pas une diminution du nombre des membres de notre société ; elle trouve sa justification dans une phrase du rapport du Trésorier à l'Assemblée Générale de 1965 ; il y était précisé que, en prévision d'un accroissement de la cotisation, aucun appel en recouvrement n'avait été effectué par avance ; il n'y avait donc que peu de cotisations en avance. Il fallait bien que ces cotisations soient imputées sur les comptes de l'exercice 1965, et elles ont gonflé artificiellement le poste « cotisations recouvrées pendant l'exercice ».

L'examen détaillé des comptes que nous avons fait, avec le concours de notre Secrétaire Général, M. CABESSA, et de notre Trésorier M. MOULON, nous engage à vous proposer l'approbation des comptes pour l'exercice 1966.

Nous vous proposons également d'adresser à votre Trésorier, à votre Secrétaire Général et à tout le personnel du secrétariat vos félicitations et vos remerciements pour les soins attentifs et constants qu'ils ont apportés à la gestion de notre Société.

RAPPORT MORAL

présenté par M. R. CABESSA, Secrétaire Général

Monsieur le Président,

Mes chers Collègues,

Chaque année, le rapport moral est l'occasion, pour votre Conseil, de passer en revue l'activité de l'année qui vient de s'écouler et de s'interroger. Notre Société s'est-elle développée ? Son influence s'est-elle étendue ? Est-il besoin de modifier notre action pour lui permettre de suivre le développement de l'électronique et de la radioélectricité ?

Sur le plan du rayonnement intellectuel, notre situation est satisfaisante. Nos réunions qui, il y a 5 ans environ, nous semblaient suivies par une assistance insuffisamment nombreuse, ont repris de la vitalité depuis la mise en œuvre de nos nouvelles formules de demi-journées d'études qui correspondent mieux aux disponibilités des ingénieurs.

Le domaine de l'électronique et de la radioélectricité est vaste et son découpage entre douze sections spécialisées permet d'organiser chaque année pour chaque section une à trois véritables sessions de recyclage sur un problème en évolution. Traité par les trois ou quatre meilleurs spécialistes français de l'administration ou de l'industrie sous la direction d'un animateur, le sujet attire une audience de 100 à 200 personnes dont plus de la moitié ne sont pas membres de notre Société.

Cette année, quatorze demi-journées ou soirées d'études ont été organisées, auxquelles ont participé la presque totalité des sections d'études, en plus de six réunions de sections et quatre réunions générales (dont trois communes avec la S.F.E.). Complétant le succès des demi-journées d'études, une nouvelle formule semble s'affirmer : le petit colloque de deux jours. Cette formule permet d'attirer des spécialistes étrangers qui jugeraient inutile de faire le voyage pour une demi-journée de travail. Limitée à 150 participants, elle ne nécessite pas de location de salles coûteuse, de comité d'organisation étoffé, ni de comité d'accueil des étrangers, et peut être équilibrée financièrement surtout lorsqu'elle a le concours d'administrations.

En 1966, deux doubles journées d'études se sont tenues, l'une au CEN-Saclay, en octobre, organisée par les 10e et 11e Sections d'études dont le sujet était la conduite automatique d'installations scientifiques par des calculateurs ; l'autre en février à Grenoble sur l'électronique rapide, organisée par la 11e Section. En 1967, on en prévoit déjà une sur les radomes et probablement une sur les tubes pour hyperfréquences. Cette nouvelle formule, comprise entre les demi-journées d'études et les congrès annuels, s'applique bien à la province ; elle doit nous permettre de décentraliser nos activités et de toucher de nouvelles couches d'auditeurs.

Complétées par deux visites organisées, l'une aux installations de radioastronomie de Nançay, l'autre aux Centrales nucléaires de Chinon et de Saint-Laurent-des-Eaux, ces réunions témoignent de la vitalité et du développement de notre société qui, rappelons-le, sont essentiellement dus au dévouement et à la compétence de nos Présidents de Section d'études qui veulent bien, pendant les trois années de leur mandat, consacrer une importante partie de leur temps à animer leur section.

Le chiffre de nos adhérents ne traduit pas ce développement de notre activité. Il est de 4 445 en 1966 contre 4 389 en 1965. Ne nous plaignons pas trop puisque la principale raison de cette stagnation vient de la trop grande facilité qu'ont les non-adhérents à participer à nos réunions sans être inscrits et à lire l'*Onde Electrique* en circulation dans les usines ou administrations. Le Bureau de la SFER s'est cependant inquiété de cette situation et a proposé plusieurs mesures qui commencent à entrer en application. Nous sommes décidés à examiner toutes les mesures susceptibles d'augmenter le chiffre de nos membres et vous invitons à bien vouloir nous communiquer vos suggestions.

Le numéro de septembre de l'*Onde Electrique* vous a permis de lire le compte rendu d'activité passée et future de nos groupes de province. La décentralisation des industries et administrations permet maintenant d'organiser de véritables petits congrès en province, telles les Journées d'Electronique de Toulouse, le congrès d'électronique nucléaire de Grenoble, les Journées nucléaires de Bourgogne, les journées d'études sur les Mémoires magnétiques et sur la Transmission PCM en Bretagne. Là encore, il faut souligner que le développement de cette activité est dû au dévouement des quelques hommes qui animent les Bureaux des groupes régionaux.

Le colloque international sur la Commutation Electronique qui s'est tenu dans les salles de l'UNESCO à Paris, du 28 mars au 2 avril 1966, est venu brillamment compléter l'activité « conférences et visites » de nos sections et de nos groupes de province. Bien que le sujet ait été principalement limité à la commutation téléphonique électronique, il a réuni 1 000 participants, qui ont écouté près de 150 communications en provenance de 21 pays différents. *L'Onde Electrique* a eu le privilège de publier les exposés généraux et de synthèse présentés à la séance inaugurale et à la séance de clôture par les spécialistes internationaux. Votre Conseil adresse ses plus vifs remerciements à M. DOCQUIERT, Président du SO.CO.TEL qui assura avec efficacité la présidence du Comité d'organisation, à MM. LIBOIS, PROFIT et LUCAS qui apportèrent tout l'appui du CNET, sans oublier notre Président M. GOUDET qui assurait la présidence du Comité scientifique du colloque.

Le sujet du congrès choisi pour la première fois par la SFER sera certainement repris au cours des prochaines années comme sont périodiquement repris les thèmes de l'électronique nucléaire et des tubes pour hyperfréquences qui, eux aussi en pleine évolution, nécessitent des mises au point périodiques sur le plan international.

Le colloque international de l'année prochaine a pour thème « l'Electronique et l'Espace » et est organisé conjointement avec le CNES. M. BIGNIER, Directeur des relations extérieures du CNES, assure la présidence du Comité d'organisation. M. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny, est Président du Comité Conférences. Nous remercions le CNES de nous avoir délégué ses éléments les plus qualifiés, garantissant ainsi à l'avance le succès du colloque.

Pour ces colloques, nous recevons chaque année le patronage de la FNIE qui fournit la contribution financière des sociétés industrielles, indispensable pour équilibrer le budget et qui, de plus, en la personne de M. RUBY, nous procure le Président de Comité d'accueil le plus efficace que nous puissions souhaiter.

Passons maintenant à notre revue, l'*Onde Electrique*. Chaque année nous nous réjouissons de la qualité et de la présentation de notre revue l'*Onde Electrique*, dont la diffusion a plus de 7 000 exemplaires à tirage contrôlé, en fait la première revue scientifique française. Remercions M. FLAMBARD, Président du Comité de Rédaction, M. ROUBINE, Président du Comité de Lecture et M. DUSAUTOY, Rédacteur en Chef, qui, en étroite collaboration avec les EDITIONS CHIRON, améliorent constamment la revue sans que le service de celle-ci à nos adhérents ne constitue une charge pour notre société. Cette année, nos adhérents ont reçu également l'annuaire que nous venons de rééditer.

Cette situation technique et financière saine nous donne toute la liberté d'esprit nécessaire pour poursuivre l'étude de la possibilité de fusion de notre Société avec notre société-sœur, la S.F.E.

Le Comité Juridique et Financier, formé à égalité de membres de la S.F.E. et de la S.F.E.R., a déposé son rapport préliminaire. Le Conseil, estimant que ce rapport lui donne tous les éclaircissements nécessaires au stade actuel sur les différents points pratiques que soulèverait la procédure de fusion S.F.E./S.F.E.R. s'est accordé deux ans de réflexion qui permettront d'améliorer la coordination de l'action des deux sociétés avant de reprendre les travaux du Comité d'étude juridique et financier. Ce délai doit être mis à profit pour multiplier le nombre de réunions et visites communes S.F.E./S.F.E.R. et amener leurs membres à mieux connaître les problèmes qui se posent dans les deux Sociétés.

Comme chaque année, nous devons penser à renouveler partiellement les cadres qui dirigent l'action de notre société. Depuis le 1er juillet nous avons cinq nouveaux Présidents de section d'études. M. DUFOUR qui, après avoir dirigé pendant trois ans la 5e Section, a accepté de renouveler son mandat à la tête de la 1re Section d'études « Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens », en remplacement de M. DEMONET. M. G. MOURIER succède à M. LE MEZEC à la tête de la 4e Section d'études « Tubes électroniques ». M. G. FERRIEU remplace M. R. LEHMANN comme Président de la 7e Section « Electro-acoustique. Enregistrement des sons ». M. CSECH, ancien Président de la 10e Section « Calculateurs électroniques. Automatismes », laisse la place à M. GAUDFERNAU. Enfin M. SCHURR qui, pendant trois ans a secondé M. ALLARD, prend la présidence de la 12e Section « Electronique biologique et médicale ».

Votre Conseil est conscient de l'importance du travail accompli par ces cinq Présidents de section d'études pendant les trois ans de leur mandat et leur adresse ses très vifs remerciements. Il se félicite de voir cinq de leurs collègues pleins de dynamisme, prêts à prendre la relève et, à leur tour, donner la marque de leur personnalité à leur section.

Nous devons maintenant vous présenter les candidats sur lesquels nous vous demandons de porter vos suffrages.

Comme Président de la Société en 1968, nous vous proposons M. le Professeur Alfred FESSARD, membre de l'Académie Nationale de Médecine, que ses importants travaux dans le domaine de la bionique nous avait conduit à élire en 1962 comme Membre d'honneur de notre Société. M. Alfred FESSARD a bien voulu, au cours des années précédentes, donner une brillante conférence à notre Société sur les « Tendances actuelles et données récentes sur l'électrophysiologie cérébrale ».

Nous vous proposons M. THUE, Chef de Département au CNET, Secrétaire du Comité National Français Radioscientifique, comme Vice-Président, en remplacement de M. J. FAGOT. M. THUE, en tant que Secrétaire, puis Secrétaire Général-Adjoint de notre Société, a contribué déjà depuis de longues années au développement de la SFER.

M. Jacques DUMONT, jeune ingénieur à l'O.R.T.F., est proposé en remplacement de notre actif secrétaire, M. SORBA, dont nous vous proposons l'élection au Conseil en espérant que, prochainement, il participera à nouveau à la vie de notre Bureau.

Nous proposons également à vos suffrages l'élection, comme membre d'honneur, du Professeur Alfred KASTLER qui apporte cette année à la France le beau fleuron du prix Nobel de Physique qui ne lui était pas échu depuis 38 ans, époque où il avait été décerné à notre ancien Président, M. Louis DE BROGLIE.

Nous vous proposons, également, comme membres d'honneur, M. JACQUINOT, ancien Président du C.N.R.S. et deux étrangers que leurs travaux ont mis en valeur en France, M. GABOR, de Grande-Bretagne. et M. GROKOWSKY, de Pologne. Ils rappelleront ainsi, par leur présence, la vocation internationale de notre Société.

Enfin, nous proposons à vos suffrages les noms de neuf candidats destinés à remplacer les membres sortants de notre Conseil. Ils représentent une constellation assortie de membres des Administrations et des sociétés industrielles de l'électronique.

ALLOCUTION DE M. GEORGES GOUDET

Président sortant

Mes Chers Collègues,

Une année est bien vite écoulée et il me semble que c'était hier que mon prédécesseur, le Professeur Pierre GRIVET m'introduisait à vous et me transmettait les pouvoirs.

Les Présidents passent rapidement mais, grâce à la présence d'éléments plus stables, ils se succèdent sans heurts et l'action de notre Société se poursuit et s'intensifie. Cette continuité et cette progression sont d'abord dues au dévouement et à l'esprit d'équipe de tous les membres de notre Bureau, auxquels je tiens à rendre hommage. Grâce à eux, ma tâche a été facile et stimulante car il est réconfortant d'être aidé par des hommes qui, oubliant un moment leurs soucis propres et même l'opposition d'intérêts particuliers qu'ils représentent légitimement, se mettent bénévolement au service de causes qu'ils estiment supérieures : la progression du milieu professionnel auquel nous appartenons pour le rendre capable d'un meilleur service et, en conséquence, l'accroissement du rayonnement de notre pays.

Je tiens à remercier très particulièrement notre Secrétaire Général, M. R. CABESSA, qui remplit avec distinction cette fonction depuis 1963 et notre trésorier, M. J.-M. MOULON qui nous fait profiter de sa compétence dans ce poste depuis 1957.

Je désire également remercier les Présidents de nos douze Sections et ceux de nos huit Groupes de province ainsi que leurs Secrétaires.

C'est grâce à la spécialisation et à la décentralisation que notre Société a retrouvé une seconde jeunesse. C'est donc eux qui sont les artisans de ce renouveau.

Un autre aspect de ce renouveau est la qualité et le volume atteints par notre revue l'*Onde Electrique*. Ces résultats ne sont obtenus qu'au prix d'une sélection minutieuse des articles, effectuée par notre jeune Comité de Lecture dont notre Vice-Président, le Professeur E. ROUBINE, assure la direction. Il est à peine besoin de dire que c'est une tâche particulièrement délicate qui requiert des connaissances étendues, de la rapidité et de la pénétration, sans compter de la diplomatie.

La préparation de la revue est ensuite assurée par notre Comité de Rédaction que le Colonel FLAMBARD préside efficacement depuis 1964, puis par notre dévoué rédacteur.

M. DUSAUTOY, qui, dans les années prospères que nous vivons, commence à oublier le temps où il s'arrachait les cheveux à la recherche d'articles pour remplir nos colonnes. Enfin intervient M. G. GINIAUX, Directeur des ÉDITIONS CHIRON qui donne à l'*Onde Electrique* une impeccable présentation.

Que tous veuillent bien accepter mes remerciements chaleureux.

Naturellement, une année ne s'écoule pas dans la vie d'une Société sans que de nombreux problèmes de gestion ou d'orientation ne se soient posés. J'exprime à ce propos ma reconnaissance aux membres du Conseil qui, par des discussions parfois extrêmement animées, m'ont aidé à les résoudre.

Enfin, je ne voudrais pas terminer cette revue des personnes qui permettent la vie de notre Société sans citer notre Secrétaire, Mlle MAILLOCHON. Année après année, elle nous fait bénéficier de son concours sans réserves, de sa loyauté et de son dynamisme. Je tiens, en terminant mon mandat, à l'en remercier sincèrement.

Ce sont tous les concours que je viens d'évoquer qui ont permis à notre Société de tenir sa place en 1966 dans une France où, comme dans tous les grands pays industriels, l'électronique et les télécommunications se développent de façon impressionnante, non pas seulement du fait général de l'expansion démographique, mais aussi parce que la part qui leur est dévolue dans l'économie devient de plus en plus grande. Ceci peut être illustré par quelques données qui ont été publiées par la Fédération Nationale des Industries Electroniques. En 1966, le chiffre d'affaires de l'industrie électronique française a atteint 8 milliards de francs et l'effectif du personnel employé s'est élevé à 130 000.

Parmi les principaux faits marquants qui ont illustré l'exercice, il faut certainement indiquer l'accession de la France au domaine spatial puisque c'est le 17 février qu'a été mis sur orbite, à Hammaguir, à l'aide de la fusée Diamant, le premier satellite scientifique français D1.

L'année 1966 a vu aussi un lancement de nature bien différente : celui de la télévision en couleur.

La onzième assemblée plénière du CCIR, tenue à Oslo du 22 juin au 22 juillet, a conduit en effet les pays à faire connaître leur choix entre les divers systèmes considérés et, suivant le protocole d'accord franco-soviétique du 4 octobre, les spécifications du système SECAM III qui sera le nôtre, sont maintenant entièrement précisées et un calendrier des principales étapes de sa production a été établi. En conséquence, en automne 1967, la télévision en couleur française verra effectivement le jour par diffusion de programmes à 625 lignes sur la 2e chaîne.

Un autre lancement mérite certainement d'être cité, lui aussi. C'est le lancement de l'industrie française des calculateurs ou, en d'autres termes, le plan « Calcul ».

Par la définition d'une politique d'emploi des calculateurs, par la coordination industrielle, la stimulation de la recherche et l'orientation professionnelle, M. Robert GALLEY, Délégué Général à l'Informatique, contribuera efficacement à donner à la France les puissants calculateurs dont ses grandes administrations, son industrie et ses laboratoires ont besoin.

Pour terminer cette brève revue de l'année écoulée, je tiens à rappeler l'événement qui nous a tous réjouis en novembre dernier : l'attribution au Professeur A. KASTLER du Prix Nobel de Physique pour ses travaux sur le pompage optique. Certains d'entre vous se souviennent peut-être que j'ai eu l'occasion d'en parler ici même au cours d'une conférence sur les masers, donnée lors de notre Assemblée Générale, le 25 janvier 1958.

Mais ceci nous ramène à un passé déjà lointain et il est temps de parler de l'avenir. L'année 1967 est déjà commencée et elle me donne l'honneur et le plaisir d'introduire mon successeur, M. l'Ingénieur Général des Télécommunications Jean-Jacques MATRAS, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Directeur du Service des Etudes de l'Office de Radiodiffusion-Télévision Française. Je suis sûr que beaucoup d'entre vous le connaissent bien, non seulement à cause de son activité professionnelle mais encore parce qu'il a assumé les fonctions de Secrétaire Général de notre Société de 1950 à 1956 et qu'il en a été Vice-Président de 1956 à 1959. C'est au cours de cette période que la Société a continué à se réveiller du sommeil de l'occupation : alors qu'elle groupait 1 000 membres en 1945, l'effectif atteignait 3 000 en 1956. Cette année-là, l'*Onde Electrique* doublait pour la première fois le cap de 1 000 pages. C'est la période aussi où commençait à s'établir notre tradition des grands colloques internationaux.

Les relations internationales ont d'ailleurs été l'objet d'une attention toute particulière de la part de M. MATRAS. C'est lui qui a pris l'initiative d'organiser en 1955 une rencontre, en comité restreint, des responsables de notre Société et de ceux des principales Sociétés - sœurs étrangères, allemande, anglaise, italienne. C'est également M. MATRAS qui, comprenant l'importance du Secrétariat Général, a provoqué la nomination de Secrétaires Généraux Adjoints. C'est une invention dont il doit avoir toutes raisons de se féliciter aujourd'hui.

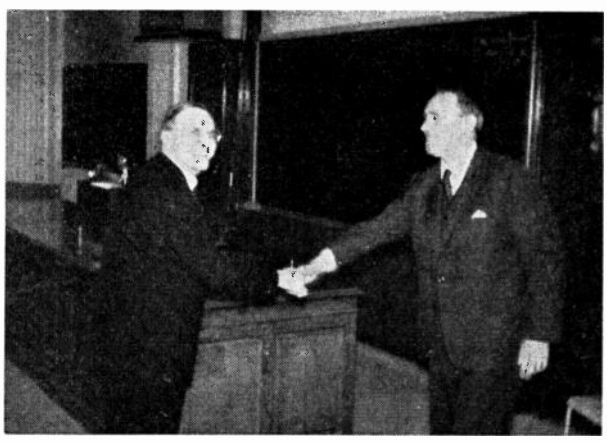
Sur le plan professionnel, M. J.J. MATRAS a rempli les fonctions de Chef du Service des Bâtiments de l'ORTF de 1956 à 1962 et, à ce titre, il a dirigé les travaux de constructions des centres émetteurs et des centres de production de radiodiffusion et télévision. Parmi ceux-ci se trouvent les Maisons de la Radiodiffusion de Bordeaux, Limoges, Marseille, Rennes, Strasbourg et à Paris, la Maison de l'ORTF, ainsi que les télécentres consacrés aux actualités et aux émissions dramatiques. Depuis 1961, il dirige le Service des études de l'ORTF dont l'occupation prépondérante est évidemment la préparation et la mise en service de la télévision en couleur.

Parallèlement, M. MATRAS a été Président du Groupement des Acousticiens de langue française et rapporteur général de l'Union Européenne de Radiodiffusion, chargé des méthodes et de la normalisation de la radiodiffusion stéréophonique.

Enfin, M. MATRAS est bien connu des jeunes générations puisque, jusqu'à l'année dernière, il a été professeur d'acoustique et d'électro-acoustique à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications et il traite encore des mêmes sujets à l'Ecole Nationale d'Aviation Civile.

Notre nouveau Président est donc, mes chers Collègues, un homme qui a prouvé sa compétence dans un domaine qui est particulièrement d'actualité et qui fera d'ailleurs l'objet de notre Colloque International déjà prévu pour 1968, dont il assurera la préparation pour sa plus grande part. Ancien Secrétaire Général et Vice-Président de notre Société, il en connaît tous les rouages et se trouve donc exceptionnellement bien préparé à en assumer la présidence.

En votre nom je lui remets donc, avec la plus entière confiance, la sonnette traditionnelle qui symbolise ses pouvoirs.



Transmission des pouvoirs du Président sortant, M. Georges GOUDET, au Président pour l'année 1967, M. Jean-Jacques MATRAS, au cours de l'Assemblée Générale du 25 janvier 1967.

ALLOCUTION DE M. JEAN-JACQUES MATRAS

Président pour 1967

Mes chers Collègues,

Permettez-moi d'abord, sans y ajouter des fioritures qui seraient mal venues entre les techniciens que nous sommes, de vous remercier très simplement de la confiance que vous avez bien voulu m'accorder.

Par delà ma chétive personne, j'y vois un certain hommage de notre Société au Service Public auquel j'ai l'honneur d'appartenir, depuis nombre d'années.

Etrange Organisme, puissant transmetteur (et créateur) d'informations, soumis à des changements de régimes aussi fréquents qu'aléatoires.

On peut être surpris de découvrir, sous cette inquiétante instabilité, une permanence d'action qui se traduit par un développement cohérent de l'équipement et la présentation au public de programmes qui, ma foi, en valent bien d'autres.

Il serait certes téméraire d'affirmer qu'il ne s'y produit aucun trouble ; on perçoit bien, de temps en temps, d'étranges pulsations dues à des phénomènes d'agitation moléculaire qui réduisent dangereusement son rapport signal sur bruit.

N'est-ce pas précisément le rôle des Ingénieurs et Techniciens de s'employer à diminuer les tensions internes, pour ramener les défauts inévitables du système — comme de tout système — à leurs valeurs tolérables ? Sans doute, vous ont-ils paru des tâcherons valables, puisque vous n'avez pas craint que l'on trouve ridicule que vous appeliez l'un d'entre eux, et des plus compromis, à votre Présidence ?

Il est juste d'ajouter que si, contre tensions et surtensions, des dispositions efficaces de protection ont pu, jusqu'aujourd'hui tout au moins, être prises, nos Collègues du secteur privé y sont pour quelque chose. Ainsi, se manifeste, sur le plan national, la solidarité obligatoire des Ingénieurs qu'il est heureux de voir réunis, pour une action commune, au sein de notre Société.

Les uns ont appris à apprécier les impératifs de production, d'exportation, d'économie ; les autres, à connaître et à respecter généralement les soucis et les exigences spéciales d'un Service public.

Puissions-nous éviter, par notre action commune, que des décisions soient prises qui ne respectent pas simultanément les uns et les autres : à plus ou moins brève échéance, l'Etat, comme les Industries, en pâtiraient !

Mais revenons à nos tensions et cherchons à en déterminer les causes.

Très grossièrement, en se limitant au premier chiffre significatif, on peut accuser une expansion d'une ampleur considérable, tout à fait exceptionnelle, voire unique, qui s'est poursuivie sans désemparer depuis quarante ans, par rebondissements successifs, et dont on voit encore mal les limites ; mais aussi et surtout les contraintes dues à l'environnement extrême dans lequel est placé ce Service public, soumis sans complaisance aux jeux sévères de l'information, des littératures plus ou moins engagées et de l'art.

Pour s'y adapter — et il est obligatoire que pour agir sur elle, ils veuillent et doivent s'y adapter — les Electroniciens qui forgent et exploitent la machine, sont obligés de changer de langage.

Il n'y aurait rien là de très original, n'était-ce le type de langage employé.

Une transmission ne s'exprime plus en décibels ou en hertz ; elle doit conduire à des sons veloutés, toniques chatoyants ; à des images attirantes, plaisantes, désirables. Les essais de mise en cartes (perforées naturellement) de ces vertus n'ont pas permis, jusqu'à ce jour, de traduire en chiffres les multiples sensations qu'elles contiennent.

Ainsi trouvons-nous, au développement de notre Science, une limitation d'une nature particulière. Il n'est pas mauvais, me semble-t-il, que les Electroniciens, généralement orientés vers des voies plus abstraites et surtout plus rigoureuses, prennent conscience de l'importance et du rôle de l'œil et de l'oreille, au bénéfice desquels, en fin de compte, certains d'entre eux travaillent. Il y a, dans ces organes, une indiscipline native décourageante, et aussi dans le cerveau qui les commande souverainement : les uns et les autres échappent à notre emprise. C'est avec une nuance d'inquiétude que nous sommes obligés de nous limiter à l'observation de leur comportement qui reste essentiellement individualiste, circonstanciel et capricieux et auquel on ne peut même généralement pas donner le qualificatif d'aléatoire, ce qui nous permettrait, en retrouvant un langage connu, de pousser un « ouf » de soulagement.

Je m'efforcerai, mes chers collègues, d'accroître nos contacts, avec le son et avec l'image. Vous en aurez tout à l'heure un premier exemple : puisse-t-il être exemplaire !

Mais je vois que je me laisse aller à vous exposer des projets : c'est une manie annuelle, direz-vous, mais assurément bien inoffensive.

Car vous n'ignorez pas que les présidents de la S.F.E.R. sont caractérisés par leur faible fiabilité : pour diminuer, en effet, les défaillances catalepsiques, nos fondateurs ont sagement réduit à quelques millisiècles — une dizaine environ — leur temps moyen de bon fonctionnement (M.T.B.F.).

Plus sagement encore, ils ont inséré ce composant fragile dans un réseau solidement structuré : c'est dire que s'il lui arrive d'être actif, les courtes impulsions qu'il émet sont précautionneusement recueillies, et après traitement convenable exploitées par ce puissant ordinateur que constitue le Secrétariat général si habilement dirigé par Raymond CABESSA.

Permettez-moi d'évoquer mélancoliquement le temps déjà lointain où il m'était donné de faire fonctionner ce qui n'était alors qu'une modeste machine à calculer ; et rendre, devant vous, un particulier hommage à celui qui l'a reconstruit et façonné après la table rase de la Guerre, notre cher et regretté Roger RIGAL, si prématurément disparu.

C'est à lui que je dois mon entrée dans notre Société ; c'est lui qui m'a fait comprendre l'action qu'elle doit mener et le rôle qu'elle doit jouer. Ce rôle ne peut être que très général : d'abord défendre la Science, sévère mais impartiale, la Science qui refuse tout mensonge et toute compromission. Comme il est tentant d'affubler de ce vocable rassurant des activités qui peuvent cacher une plus ou moins grande dose de complaisance ou de parti pris !

Nous devons les dénoncer sans crainte et notamment les charlatans qui abusent de la crédulité du public, en profitant de la trop grande pudeur des « vrais » savants à s'exprimer, parfois, il faut le dire, à ne pas vouloir ou ne pas pouvoir s'exprimer clairement et simplement.

Nous devons prendre conscience de ce devoir vis-à-vis du grand public et aussi de ceux qui, sous le vocable de culture générale, cachent une absence totale de culture scientifique.

Ainsi pourrons-nous, en le tirant de son grenier de Savant Cosinus, réintroduire le technicien, l'ingénieur dans l'activité moderne autre que mécanique, en quelque sorte le peindre autrement qu'en « gris artillerie » ?

C'est un des objets essentiels des Sociétés scientifiques d'aboutir, par delà les examens minutieux de problèmes difficiles, à ce but très utilitaire pour la communauté.

De multiples moyens sont employés, qui seraient d'ailleurs plus efficaces, si pouvaient participer à nos travaux tous nos collègues en Electronique : il y a nos Colloques, les Salons auxquels nous collaborons, nos demi-journées d'études, notre Onde Electrique pour laquelle il est si difficile d'obtenir des articles de synthèse, pourtant appréciés.

Il y a les échanges avec les Organismes étrangers de même nature ; il y a les Fédérations d'Ingénieurs français auxquels nous collaborons.

Je veux faire ici une mention spéciale de notre Société-sœur, la Société française des Electriciens.

Vous n'ignorez pas que beaucoup de nos travaux sont communs. On a même étudié sérieusement les modalités d'une fusion : ce projet n'est pas abandonné.

Mais ces modalités éventuelles doivent faire l'objet d'un examen minutieux ; le point de vue juridique, le point de vue financier ont été examinés. Ils ne paraissent pas soulever de problèmes insolubles.

Plus délicat est l'aspect psychologique des choses : si une fusion permettrait de doubler nos effectifs, ce qui constitue un avantage certain mais non déterminant, elle s'accompagnerait d'une espèce de dilution dans un Organisme plus grand, plus épais, mais que certains craignent de voir moins dynamique, moins vigoureux — j'allais dire — excusez l'expression — moins sexué. Sans doute se rappellent-ils les bêtes géantes du Secondaire : mais nous n'en sommes pas encore là !

En tous cas, fusion immédiate ou différée, au fond peu importe : ce qui est essentiel c'est de conjuguer les efforts des deux Sociétés pour grouper nos activités communes et mener en commun nos actions visant au même but.

Je suis bien décidé, pour ma part, à m'y employer ; je suis persuadé que nos collègues électriciens poursuivront avec nous une action à la fois parallèle et convergente (je reconnais que l'image est hardie et peu représentable dans un espace euclidien !).

Je voudrais terminer cet exposé en remerciant les membres du Conseil et du Bureau qui n'ont pas ménagé ni leur temps, ni leur ardeur.

Depuis quelques quinze ans que je siège — parfois hélas ! très irrégulièrement — parmi eux, j'ai pu constater la naturelle solidarité de leurs membres trop occupés à mener à bien un travail constructif pour perdre leur temps à des futilités et à des discussions stériles.

Les Présidents de section et ceux des Groupes régionaux, le Président et les membres du Conseil de rédaction de l'Onde Electrique coopèrent remarquablement — et dans un esprit de décentralisation très positif — à l'œuvre commune.

Une mention spéciale pour Jacques FAGOT qui sait en quelle haute estime je tiens son impartialité de vrai savant et que la dure loi des statuts éloigne de nos délibérations et, naturellement, pour le Président Georges GOUDET, mon éminent prédécesseur, qui a su animer si efficacement ces membres un peu épars d'un même corps. Il nous a fait connaître le point de vue des industriels, comme moi-même je ferai connaître celui des Services du public.

Mais vous savez que, pour restituer dans leur totalité, luminances, teintes et saturations d'une image, deux couleurs fondamentales ne suffisent pas : en présentant à vos suffrages le savant professeur FESSARD, notre prudent Conseil entend être éclairé sur tous les domaines d'activité de l'Electronique.

Espérons que nous ne le décevrons pas en lui présentant la réalité, en couleurs vraies (1).

(1) La réunion s'est terminée par la projection sur grand écran, par l'intermédiaire d'un Eidophore, de séquences en couleurs transmises par faisceau hertzien. Le principe du fonctionnement de l'Eidophore avait, auparavant été décrit par M. Goussot, de l'ORTF, qui présidera à partir de juillet 67 la 8e section de la SFER.

VOTE POUR LA NOMINATION DE MEMBRES D'HONNEUR ET LE RENOUVELLEMENT PARTIEL DU BUREAU ET DU CONSEIL

Nombre de votants	1 402
Bulletins blancs et nuls	néant
Suffrages exprimés	1 402

Sont élus avec le nombre de voix ci-après :

Membres d'honneur

MM.	
Dennis GABOR	1 365
Janusz GROSZKOWSKI	1 365
Pierre JACQUINOT	1 360
Alfred KASTLER	1 366
Vladimir K. ZWORYKIN	1 364

Président, 1968

M. A. FESSARD	1 387

Vice-Président

M. M. THUÉ	1 390

Secrétaire

M. J. DUMOND	1 397

Membres du Conseil

MM.	
M. BERNARD	1 391
J.-P. CAUSSE	1 397
D. COULMY	1 392
J. DELVAUX	1 398
G. HANSEN	1 397
B. KARAFAKIOGLU	1 393
J. LE MEZEC	1 398
J. ORTUSI	1 397
A. SORBA	1 397

Commissaires aux comptes

MM.	
J. BLOUET	1 401
S. LACHARNAY	1 401
R. WAHL	1 399

La page double placée entre le sommaire et les résumés des articles du présent numéro, met à jour la liste des noms de MM. les Membres Fondateurs, Présidents d'honneur, anciens Présidents, Membres du Bureau, Membres d'honneur, Membres du Conseil, après le vote de l'Assemblée Générale du 25 janvier 1967.

La composition précédente a figuré à la même place dans le n° de novembre 1966 de *L'Onde Electrique*.

COLLOQUE INTERNATIONAL
SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

Paris 10-15 avril 1967

Le Colloque international sur l'Electronique et l'Espace organisé par la Société Française des Electroniciens et des Radio-électriciens (S.F.E.R.) et la Fédération Nationale des Industries Electroniques (F.N.I.E.) se tiendra à Paris, au Palais de l'UNESCO, du 10 au 15 avril 1967.

Une centaine de communications seront présentées au cours de cette manifestation dont le programme est donné ci-après.

Les demandes d'inscription et de renseignements concernant ce colloque doivent être adressées à :

Colloque international sur l'Electronique et l'Espace,

16, rue de Presles,
75-PARIS-15e.
Tél. 273.24.70.

PROGRAMME

Jours	Salle I	Salle II
M. LUNDI 10 AVRIL A.M.	Séance inaugurale *Opening session* Exposés de synthèse	
	Session n° 11 Contraintes spatiales *The space environment.*	
M. MARDI 11 AVRIL A.M.	Session n° 12 Recherches spatiales *Space research*	Session n° 22 Electronique embarquée : composants *Space borne electronics : components*
	Session n° 13 Electronique embarquée : systèmes spéciaux *Space borne electronics : systems*	Session n° 23 : 1re partie Radiocommunications spatiales *Space communications*
M. MERCREDI 12 AVRIL A.M.	Session n° 14 Electronique embarquée : antennes *Space borne electronics : antennas*	Session n° 24 : 2e partie Radiocommunications spatiales *Space communications*
	Session n° 15 Electronique pour lanceurs *Launcher electronics*	Session n° 25 : 1re partie Capteurs électroniques pour grandeurs spatiales *Electronic space sensors*
M. JEUDI 13 AVRIL A.M.	Session n° 16 : 1re partie Electronique embarquée : systèmes *Space borne electronics : special systems*	Session n° 26 : 2e partie Capteurs électroniques pour grandeurs spatiales *Electronic space sensors*
	Session n° 17 : 2e partie Electronique embarquée : systèmes spéciaux *Space borne electronics : special systems*	Session n° 27 : 3e partie Capteurs électroniques pour grandeurs spatiales *Electronic space sensors*
M. VENDREDI 14 AVRIL A.M.	Session n° 18 Radiolocalisation *Radiolocation*	Session n° 28 : 1re partie Fiabilité *Reliability*
	Session n° 19 Présentation de films	Session n° 29 : 2e partie Fiabilité *Reliability*

WRH

Informations

Documentation technique

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Février 1967	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	—	—	−298,3	—	—
2	—	−299,8	−299,9	−0,2	−0,5
3	—	−300,2	−299,7	−0,1	−0,5
4	−300,1	−299,8	−298,8	−0,2	−0,6
5	−300,1	−299,8	−300,1	−0,1	−0,6
6	−300,1	−299,8	−299,1	−0,3	−0,5
7	—	−299,8	−299,6	−0,2	−0,5
8	—	−299,9	−299,2	−0,2	−0,6
9	—	−299,9	−298,8	−0,2	−0,5
10	—	−299,9	−299,9	−0,1	−0,5
11	—	−299,9	−300,7	−0,1	−0,6
12	—	−299,8	−300,9	0	−0,6
13	—	—	−300,5	—	−0,5
14	−299,9	−300,2	−300,4	−0,2	−0,7
15	−300,0	−299,9	−300,4	−0,2	−0,7
16	−300,0	−299,9	−300,3	−0,1	−0,7
17	−300,1	−299,9	−301,0	—	−0,8
18	−300,1	−300,0	−300,3	−0,2	−0,8
19	−300,1	−300,0	−300,2	−0,1	−0,9
20	−300,1	−300,0	−300,2	−0,1	−0,8
21	−300,1	−300,0	−299,2	0	−0,7
22	−300,2	−300,0	−298,8	−0,1	−0,7
23	—	−300,1	−300,3	−0,6	−0,7
24	—	—	—	−1,3	−0,7
25	−300,1	−300,2	−297,8	−1,2	−0,9
26	−300,1	−300,2	−300,8	−1,2	−0,9
27	−300,1	−300,2	−300,0	−1,1	−0,8
28	−300,1	−300,2	−300,0	+0,1	−0,8

— Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

— Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs2 du département « Fréquences » du C.N.E.T.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

TUBES DÉTECTEURS DE PARTICULES

ITT vient d'éditer sous le n° MAC 6355-02-1E un petit catalogue en anglais avec quelques pages techniques d'introduction, sur les tubes détecteurs de particules de sa fabrication.

On peut se procurer ce document en le demandant à LCT, 46, av. de Breteuil, Paris 7e.

DOCUMENTATION SIEMENS SUR LES SEMICONDUCTEURS

A l'occasion du Salon des Composants, la Société SIEMENS publie un ouvrage consacré aux semiconducteurs, intitulé « Schématèque Semiconducteurs. Exemples d'Applications ».

Cet ouvrage est diffusé gratuitement et ne comporte aucun caractère publicitaire. La première édition française contient une cinquantaine de schémas avec semiconducteurs, ayant tous été essayés dans les laboratoires de Siemens. Les exemples sont groupés en chapitres, traitant des domaines d'application semblables : amplificateurs BF, convertisseurs et oscillateurs, multivibrateurs, alimentations stabilisées, etc.

Le but de ce manuel est de familiariser les utilisateurs de semiconducteurs avec les problèmes posés dans la réalisation des circuits. On y trouve des schémas détaillés ainsi que de nombreux diagrammes et résultats de mesure montrant la grande part d'expérience pratique qui a été consacrée à la rédaction de ces différents chapitres.

SIEMENS S.A. FRANÇAISE, 128, rue du Faubourg-Saint-Honoré, 75, Paris 8e.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

MINUTERIE CONSTITUÉE DE CORPS SOLIDES POUR LA « SCISSION » DE VÉHICULES SPATIAUX HONEYWELL

Une nouvelle minuterie à intervalles, constituée de corps solides, pouvant être utilisée pour déclencher les différents stades critiques de séparation dans les vols de véhicules spatiaux, a été mise au point par HONEYWELL. Ce dispositif

a reçu l'approbation du Ministère et commence à être utilisé dans le Royaume-Uni et en Europe.

Cette invention a été faite par le Groupe de Composants Militaires de la Société HONEYWELL. à son usine de Hemel Hempstead. Ce nouveau dispositif produit un retard précis avant de fermer un commutateur incorporé constitué de corps solides. Son poids est de 64 g ; il est composé essentiellement d'un oscillateur R-C qui entraîne un redresseur piloté au silicium.

On peut utiliser ce dispositif en tant que commutateur de courant continu d'auto-verrouillage. Constitué de corps solides, à retard précis, l'un de ses avantages principaux est qu'il n'est pas pré-réglé, mais permet à l'utilisateur d'en modifier les périodes d'*intervention* suivant ses besoins particuliers. Ce qui fait qu'un chercheur travaillant sur une gamme étendue de projets peut se permettre l'acquisition d'un tel dispositif sachant qu'il pourra l'utiliser dans une grande variété d'expériences. Plusieurs gammes de minuteries sont disponibles.

Plusieurs éléments reliés en parallèle ou en série, peuvent être utilisés afin de fournir une variété de sorties à déclanchement séquentiel ; la minuterie a ainsi la fonction d'un programmeur modulaire. Un exemple d'application dans les vols spatiaux serait donc : tout d'abord la séparation du nez du cône d'une fusée de sondage à un moment pré-déterminé et ensuite la mise en mouvement des expériences. Sa gamme de contrôle de puissance est étendue de 10 kW à 1/2 MW, sa vitesse de commutation est de moins de 10 ms.

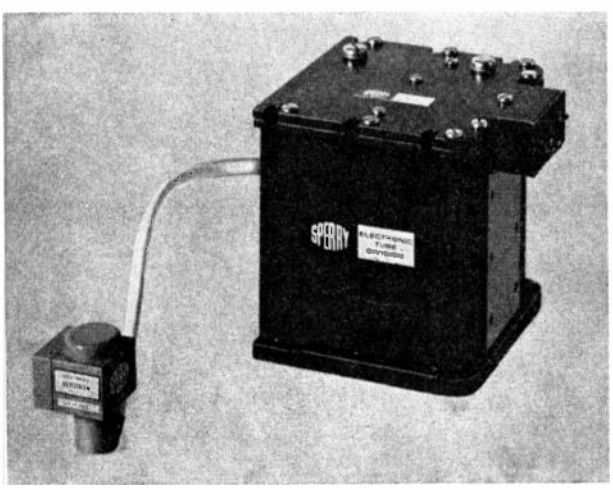
Si besoin en est, ce dispositif peut être contrôlé à distance par un signal de faible niveau ou par fermeture de contact. Il fonctionne parfaitement dans les régions de fortes vibrations ou de secousses mécaniques.

Renseignements complémentaires auprès de Peter M. Jarvis, Carl Byoir & Associates, Berkeley Square House, Berkeley Square, Londres W.I.

KLYSTRONS SPERRY AVEC ALIMENTATION ÉTAT SOLIDE

Les ingénieurs qui recherchent les avantages indiscutables des sources à l'état solide sans s'occuper des limitations de fréquence et de puissance, ont maintenant une solution nouvelle : le bloc combiné de SPERRY ELECTRONIC TUBE (alimentation-klystron oscillateur).

Sperry offre des sources hyperfréquences fonctionnant à partir de 28 V cc et combinant les meilleures caractéristiques des circuits état solide et des klystrons. Elles comportent une alimentation entièrement état solide et un klystron reflex et en plus, si nécessaire, une cavité de stabilisation et un isolateur.



Pour de nombreuses application, SPERRY a montré qu'une telle combinaison peut égaler en poids et en encombrement une source entièrement état solide, avec les avantages suivants : fiabilité, puissance plus élevée, bruit plus faible. Les sources SPERRY sont contenues dans un seul boîtier. Par exemple, une source en bande X a un volume inférieur à 1 600 cm³ et son poids est de l'ordre de 1 700 g.

Un bulletin traitant de cette nouvelle technologie a été édité par SPERRY et est distribué en France par COMSATEC (anciennement R.T.I.), 134, av. de Malakoff, Paris 16e.

RADIOTECHNIQUE A LA SESSION D'ÉTUDES SUR LES MÉTHODES D'IDENTIFICATION DES PARTICULES EN INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE

Au cours de la session d'études sur les méthodes d'identification des particules nucléaires qui s'est tenue à Lyon du 19 au 21 janvier 1967, LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. a présenté ses réalisations les plus récentes en composants pour l'instrumentation nucléaire. On a pu remarquer, en particulier, les photomultiplicateurs 56 DVP de très faible bruit et XP 1210 de temps de montée extrêmement bref, le PM400 spécialement conçu pour être embarqué à bord de fusées ou de satellites, et les détecteurs semiconducteurs de localisation de particules.

De plus, un détecteur au germanium de quelques cm³ de volume a été présenté en fonctionnement dans le cryostat coudé CRY 156 spécialement réalisé pour le maintenir à la température de —180 °C pendant plus de dix jours. Les physiciens ont mis à profit la présence de ce dispositif de hautes performances en spectrométrie gamma pour tracer les spectres de radioéléments à vie très courte qui venaient d'être irradiés à l'accélérateur Van de Graaff.

ESSAIS DE FUITES EFFECTUÉS A RAISON DE 10 000 PIÈCES A L'HEURE

Les fuites des petites pièces électroniques — transistors, condensateurs, circuits monolithiques — peuvent être détectées à raison de 10 000 par heure avec un système automatisé inventé par une firme britannique. L'appareil a déjà été commandé par deux des plus grands fabricants américains de dispositifs état solide pour être installé dans des usines européennes et américaines.

On essaie les pièces en les « bombardant » à l'hélium. On met les pièces dans un récipient étanche et on pompe de l'hélium sous pression ; ce gaz pénètre dans toutes les criques et trous des étuis. On met ensuite les pièces dans une chambre d'essai sous vide élevé, de sorte que l'hélium absorbé peut être aspiré ; sa présence est alors décelée par un spectromètre de masse relié à la chambre d'essai.

Jusqu'à maintenant, les opérateurs les plus expérimentés n'ont réussi à manipuler que 1 000 pièces à l'heure, en les vérifiant par lots de 100 avec des détecteurs normaux. Ce rendement baisse rapidement dès que le taux de rebut dépasse 1 %, du fait que la vitesse est fonction du temps nécessaire à l'évacuation de la chambre d'essai.

Le détecteur automatique résout la question, car il comporte une série de sas de chaque côté de la chambre d'essai, ce qui permet d'y maintenir une pression voisine de celle nécessaire aux vérifications (10^{-5} torr).

Le contrôle des essais se fait au moyen d'un bloc de programmation et de mémoire électronique. On place la pièce dans une tourelle qui l'amène à la partie supérieure de la chambre à vide dans laquelle elle passe en avançant verticalement vers le bas, par pesanteur, et en traversant quatre sas qui réduisent la pression avant son arrivée dans la chambre d'essai.

Les pièces restent dans la chambre d'essai pendant 1,5 s ; elles vont ensuite à travers quatre autres sas qui ramènent la pression à celle de l'atmosphère. Il ne faut que 18 s à la pièce pour traverser la chambre et, à tout moment, il y a cinq pièces en mouvement.

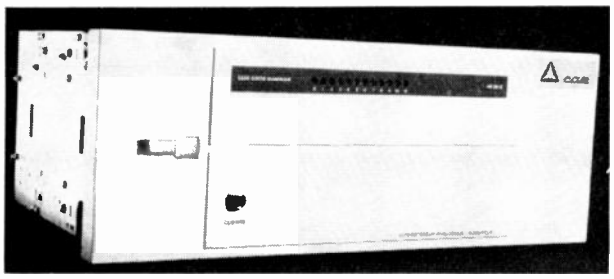
Pendant la seconde et demie passée dans la chambre d'essai, la mémoire est informée de l'état de la pièce (bonne ou à mettre au rebut), de sorte que quand la pièce arrive à la partie inférieure de la chambre, un dispositif mécanique l'envoie côté des pièces « bonnes » ou « de rebut ».

20th CENTURY ELECTRONICS Ltd, Centronics Works, King Henry's Drive, New Addigton, Croydon, Surrey.

CONVERTISSEURS A/D

Une gamme complète de convertisseurs analogiques numériques vient d'être présentée par la Compagnie Internationale pour l'Informatique, 101, boulevard Murat, Paris 16e.

Ces convertisseurs, réalisés exclusivement avec des semiconducteurs au silicium, diffèrent entre eux par le temps de conversion, l'impédance d'entrée, la précision de codage, les sorties qui peuvent être binaires ou binaires décimales et des dispositifs spéciaux propres à chaque modèle.



Parmi les éléments de cette gamme, on peut citer :

— L'AD 35, convertisseur de haute précision (±0,01 %), *ultra rapide* (temps de conversion 5,2 µs) ;

— L'AFIC, convertisseur *industriel* associé à un amplificateur intégrateur. Précision 0,1 %. Temps de conversion 50 ms. 4 gains commutables. *Dispositif de correction automatique de dérive.*

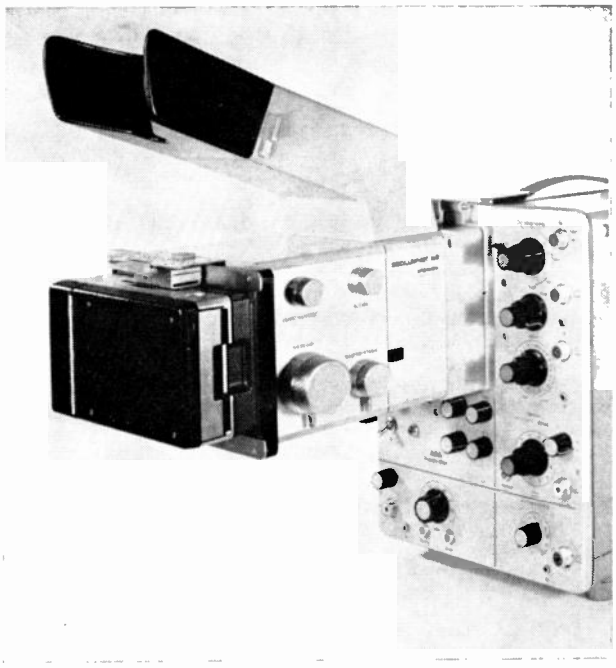
ENREGISTREUR PHOTOGRAPHIQUE OSCILLOPHOT M2

Dans le domaine de l'oscillo-photographie, STEINHEIL s'affirme, à nouveau, avec la sortie de son nouveau modèle.

A la Photokina 1966, cette firme présentait le premier enregistreur photographique à variation continue de rapport image/objet sans retouche de mise au point. Cette variation — 1/1 à 1/2 — permet d'adapter l'enregistreur à toutes les techniques avec une extrême facilité.

L'Oscillophot M2 comporte un système de viseur binoculaire à miroirs combinés permettant l'observation de l'écran de deux façons : l'une sans parallaxe par lame semi-réfléchissante, l'autre à transmission optique maximale.

Ce viseur est amovible et peut être remplacé, dans certains cas, par une plaque d'obturation formant couvercle ;



plusieurs appareils peuvent ainsi équiper les oscilloscopes, étagés en baies sur un même bâti. Une articulation à verrouillage rapide au niveau de l'objectif permet de dégager rapidement l'écran, sans être gêné par d'éventuelles poignées de rack.

L'Oscillophot M2 est muni d'un obturateur à vanne magnétique commandé par une base de temps transistorisée et réglable de 8 s à 1/100 de s. Les avantages de ce nouveau dispositif sont incontestables : gamme de vitesses étendue et facilité de commande sur information extérieure. L'objectif Oscillo-Quinon 1,9/75 mm comporte 8 lentilles traitées, il est parfaitement corrigé au rapport 1/1 et sa grande luminosité autorise l'enregistrement des phénomènes les plus rapides.

Signalons enfin que STEINHEIL fournit une gamme de platines d'adaptation très étendue permettant la fixation de l'Oscillophot M2 à tous les oscillographes de mesure.

Une documentation technique détaillée sera adressée sur demande par : S.C.O.P., 27, rue du Faubourg-Saint-Antoine, Paris 11e, Agent général qui assure démonstration et vente de ce matériel.

COMMUNIQUÉS

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

CONFERENCE FREQUENCY GENERATION AND CONTROL FOR RADIO SYSTEMS
Londres 22-24 mai 1967

Une conférence sur la génération et le contrôle de la fréquence pour les systèmes radioélectriques se tiendra au siège de l'IEE, Savoy Place, à Londres, du 22 au 24 mai 1967.

Le but de cette conférence est de passer en revue les développements dans les techniques de génération de fréquence, synthèse, contrôle et distribution dans les applications relatives aux systèmes de radio-communications, navigation et radars.

Le programme de cette conférence portera sur les sujets ci-après :

1 Oscillateurs

— sources atomiques et par conversion d'électrons
— oscillateurs à cristal contrôlé
— mesures et corrections

2 Contrôle et dérive de fréquence

— synthétiseurs
— systèmes de détection et de tracé de la phase et de la fréquence

3 Applications

La conférence est organisée conjointement par la division électronique de l'Institution of Electrical Engineers, l'Institution of Electronic and Radio Engineers et la section Royaume-Uni et Irlande de l'Institut of Electrical and Electronics Engineers.

Pour inscription et renseignements complémentaires, s'adresser au secrétariat de la Conférence I.E.E., Savoy Place, London WC2.

3e SALON INTERNATIONAL DE L'ÉLECTRONIQUE Bâle 14-18 novembre 1967

Le troisième Salon international de l'électronique industrielle (INEL) aura lieu dans les halles de la Foire Suisse d'Echantillons, du 14 au 18 novembre 1967. Cette manifestation qui a lieu tous les deux ans comprendra cette année les huit groupes principaux suivants : composants ; technique de mesure ; équipements de commande, de réglage et d'automatisation ; électronique de puissance ; communications ; dispositifs pour la fabrication des produits électroniques ; applications de l'électronique ; littérature professionnelle

Les Etats-Unis d'Amérique, la France et la Grande-Bretagne ont saisi l'occasion que leur offrait ce Salon pour organiser une participation officielle de leur pays. Le dernier Salon de l'INEL a été visité par 30 000 spécialistes de la branche, venus de 20 pays. Cette année il est sensiblement élargi avec plusieurs nouveaux secteurs spéciaux ; les organisateurs comptent, en conséquence, une affluence encore plus grande de visiteurs.

EXPOSITION TECHNIQUE FRANÇAISE EN COTE-D'IVOIRE

Une exposition technique française se tiendra à Abidjan soit à la fin novembre 1967, soit en février 1968.

Des études de marchés qui ont été effectuées en vue de cette manifestation, il ressort que les secteurs suivants, notamment, devraient être intéressés :

1) Secteurs présentant un intérêt commercial immédiat : équipement industriel ; matériels de travaux publics ; matériel de production, transport, distribution d'énergie électrique ; télécommunications et télévision.

2) Secteurs présentant un intérêt technique immédiat et correspondant à des perspectives commerciales : engineering (barrages, centrales thermiques par exemple) ; usines « clés en main » ; froid industriel.

En outre, des conférences sont envisagées. Parmi les sujets les plus demandés, on relève :

— la conservation des aliments par irradiation (technique intéressant plusieurs Instituts de Recherches en Côte-d'Ivoire).

RÉALISATIONS TECHNIQUES

ANTENNES DIRECTIVES POUR LA RADIODIFFUSION BELGE

Pour le compte de la Radiodiffusion Télévision Belge (RTB), l'AEG-TELEFUNKEN a construit au sud-est de Bruxelles près de Wavre, un système d'antennes à ondes courtes, qui est destiné aux émissions radiodiffusées pour l'ancien Congo Belge et le Rwanda Burundi en Afrique Centrale. Le système comporte quatre émetteurs directifs (dipôles à large bande) dont la puissance de rayonnement varie de 9 000 kW à 17 000 kW, pour une puissance de porteuse des émetteurs de 250 kW.

La direction de rayonnement principal de chaque antenne peut-être modifiée par télécommande électrique de $\pm 5°$ en azimut et de $\pm 10°$ (en site). La longueur des antennes varie de 30 m (pour les bandes 17 m, 14 m, 11 m) jusqu'à 92 m (pour les bandes 49 m, 41 m, 31 m).

SOURIAU ET LES VOLS SUPERSONIQUES ET SPATIAUX

• Le Mirage F1 qui vient de dépasser mach 2 aux essais est entièrement équipé de connecteurs SOURIAU : conformes aux normes PrL 54 111, PrL 54 115, PrL 54 125 ainsi que de connecteurs de masse 8152 et de nombreux éléments assemblés 8140.

• Comme pour les premiers tirs Diamant, c'est à la Division Spatiale SOURIAU qu'ont été confiées l'étude et la réalisation de l'ensemble ombilical assurant les liaisons entre les installations au sol et la case d'équipement de l'engin.

L'ensemble ombilical SOURIAU 8439 assure le contrôle des circuits de mesure et le service des circuits fonctionnels ainsi que le passage des fluides de refroidissement. Il est composé d'un connecteur côté engin, d'un connecteur mobile côté sol, du câble ombilical et d'un système de bras de capture relié à la tour de lancement.

La sécurité de fonctionnement de cet ensemble est primordiale étant donné les rôles essentiels de la case d'équipement, véritable cœur électronique de l'engin : rôle d'information sur le fonctionnement du lanceur, rôle de distribution des ordres aux équipements du satellite, rôle de contrôle des opérations, rôle de localisation de l'engin.

DES RADARS DE TRAJECTOGRAPHIE SPATIALE FRANÇAIS POUR L'AUSTRALIE

Deux radars français pour la poursuite d'engins spatiaux vont être installés au Centre de tir de Woomera en Australie. C'est la première fois que l'industrie électronique d'un pays du Marché Commun installe en Australie des matériels de ce type.

Le « WEAPON RESEARCH ESTABLISHMENT » de Salisbury (South Australia) a chargé la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT de lui fournir deux radars « Adour » et de les intégrer à son système de trajectographie.

Ces deux radars seront utilisés pour les essais du lanceur de satellites « EUROPA » que construisent en commun, au sein de l'ELDO-CECLES, l'Allemagne Fédérale, la Belgique, la France, la Grande-Bretagne, l'Italie et les Pays-Bas, tandis que l'Australie met à leur disposition sa base de Woomera pour les essais.

Le choix s'explique par les qualités et la réputation dont bénéficient déjà les nombreux radars de trajectographie spatiale conçus et réalisés par THOMSON - BRANDT, en particulier l'AQUITAINE qui équipe tous les champs de tir français.

L'Adour est un radar de trajectographie précise, fonctionnant en bande C, destiné à l'acquisition et à la poursuite d'engins très rapides, soit sur écho de peau, soit sur répondeur. Il utilise un aérien de type Cassegrain comprenant un système de poursuite à exploration conique, associé à un émetteur accordable et codable. La télémétrie est entièrement assurée par des circuits numériques transistorisés. Les données de sortie sont délivrées directement sous forme numérique en temps réel, et sa portée peut être choisie entre 250 km et 500 km, ou tout multiple jusqu'à 4 000 km. De par sa conception, l'Adour est un radar qui bénéficie d'une grande sécurité de fonctionnement, dont l'exploitation et la maintenance sont aisées, et qui est équipé de tous les dispositifs d'interface nécessaires pour une intégration facile dans les systèmes électroniques de champs de tir.

UNE NOUVELLE STATION AUSTRALIENNE DE REPÉRAGE SPATIAL

Grâce à une nouvelle station de repérage spatial, l'Australie pourra communiquer par satellites avec l'Amérique et l'Asie en 1968.

Une première station pour le repérage des satellites de communications se trouve à Carnavon (Australie Occidentale). La nouvelle installation, située à Moree (Nouvelle Galles du Sud), doit être terminée dans le courant de l'année. Elle sera dotée d'une antenne parabolique de 27 m de diamètre, placée sur le toit d'un immeuble de quatre étages qui abritera les laboratoires électroniques de la station.

ÉQUIPEMENT ÉLECTRONIQUE FRANÇAIS POUR LA CENTRIFUGEUSE DU CENTRE DE MÉDECINE SPATIALE D'URSS

Afin de parfaire l'entraînement et la surveillance médicale de ses cosmonautes, l'URSS a décidé de doter son nouveau Centre de Médecine Spatiale d'une grande centrifugeuse humaine pour l'équipement de laquelle il a été largement fait appel à l'électronique française.

La SEREL (Société d'Exploitation et de Recherches Electroniques) et la CSF ont reçu des commandes importantes de matériel.

La SEREL doit fournir un ensemble permettant de procéder à des examens radiologiques très complets sur un cosmonaute soumis à une forte accélération, placé sous contrôle télévision et cinéma. Toutes les données médicales seront transmises par un important système de télémesure comportant trente et un canaux simultanés. Les médecins auront la possibilité d'être en contact téléphonique permanent avec le cosmonaute.

Pour sa part, la CSF livrera, toujours pour le même Centre, deux spectromètres de masse destinés à l'analyse de gaz respiratoires. Ces appareils permettront aux médecins soviétiques de réaliser des études poussées de la physiologie des cosmonautes.

TÉLÉCONTROLE DU CANAL DE PROVENCE

La Société du Canal de Provence et d'aménagement de la Région Provençale a décidé de doter le réseau de canaux d'irrigation de l'extension du Verdon d'un système de supervision centralisé de conception très moderne. L'équipement du réseau de télétransmission a été confié à la CETT (Compagnie Européenne de TéléTransmission) du Groupe CITEC (filiale commune de CSF et de CGE).

Le matériel choisi, du type MARATHON III, acheminera et centralisera au dispatching général du Tholonet, les signalisations, mesures et alarmes en provenance des différents ouvrages, et commandera l'ouverture et la fermeture des vannes. Il sera raccordé à un calculateur auquel il transmettra toutes les mesures de niveaux et débit ; celles-ci seront imprimées sur machine à écrire. Cet ensemble permettra une surveillance continue à distance du réseau et une amélioration des conditions d'exploitation.

Développé par la CETT pour le télécontrôle des grands réseaux de transport et de distribution (eau, gaz, électricité, pétrole et produits chimiques), le système MARATHON III a été choisi pour ses qualités de sécurité, de fiabilité, sa souplesse et sa capacité d'extension.

UNE CENTRALE THERMIQUE DE 250 MW COUPLÉE SUR LE RÉSEAU SOUS LA CONDUITE ET LA SURVEILLANCE D'UN ORDINATEUR

Cette réalisation est le résultat de la coopération entre les services de l'Electricité de France — RET II — et la Compagnie européenne d'Automatisme Electronique — CAE.

Ce système effectue la commande programmée du démarrage, de la conduite et de l'arrêt automatiques du groupe.

L'ordinateur CAE agit directement par l'intermédiaire d'actionneurs sur les organes à commander tels que vannes, pompes, ventilateurs et affiche, sans intermédiaire, certains points de consigne de chaînes de régulation L'ordinateur assure également, au cours de la succession des séquences, l'ensemble des verrouillages nécessaires à la conduite de l'ensemble, en toute sécurité et dans les meilleurs délais.

En outre, les fonctions assumées par le système comprennent l'enregistrement périodique de variables, l'appel des variables sur demande du conducteur de la Centrale, le traitement des informations tout ou rien, la surveillance des variables.

Les ordinateurs CAE assurent actuellement le traitement de l'information dans les centrales de Saint-Ouen 1, EDF 1, EDF 2, EDF 3 à Chinon, EDF 4 à Saint-Laurent-des-Eaux, EL 4 à Brennelis.

Dans le cadre du Plan Calcul français, la Compagnie européenne d'Automatisme Electronique CAE et la Société d'Electronique et d'Automatisme SEA ont réuni leur potentiel technique, industriel et commercial pour créer la COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE.

CARNET DES SOCIÉTÉS

CRÉATION DE LA CRYOPHYSICS S.A.

La cryophysique est un domaine en pleine expansion. Une nouvelle société, la CRYOPHYSICS S.A. consacrera son activité aux recherches sur les très basses températures et à la commercialisation des aimants supraconducteurs et autres appareils de ce domaine, notamment ceux qui sont fabriqués par la société britannique OXFORD INSTRUMENT COMPANY, Ltd.

Pour l'instant, ces aimants sont utilisés presque uniquement dans certains secteurs de la recherche fondamentale, comme c'est le cas pour les études effectuées avec des chambres à bulles. Ces aimants servent aussi à dévier les faisceaux de particules dans les laboratoires de recherche sur la physique des hautes énergies. Les progrès qui ont été accomplis récemment dans des matériaux, ainsi que la mise au point de puissants aimants supraconducteurs stabilisés, offrent d'intéressantes perspectives sur le plan de la production et de la transmission de l'énergie.

Aux termes de l'accord conclu avec l'OXFORD INSTRUMENT COMPANY, la nouvelle société assure la représentation exclusive pour l'Europe continentale de tout le matériel de cryophysique fabriqué par l'entreprise britannique, qui est à la fois l'un des principaux producteurs européens d'appareillages de recherche sur les basses températures et la première entreprise non américaine qui soit, paraît-il, en mesure de livrer des aimants supraconducteurs sur une échelle commerciale. La société britannique fournira également à la CRYOPHYSICS S.A. son assistance technique pour l'aider dans ses recherches.

La CRYOPHYSICS S.A. s'est installée à Genève, parce qu'elle est à proximité du CERN, où d'importants progrès seront certainement réalisés ces prochaines années dans le domaine des aimants supraconducteurs. Elle se propose d'établir incessamment des bureaux de vente en Allemagne et en France.

ACCORD ENTRE CAMECA ET C.E.C. FILIALES DE CSF ET DE BELL AND HOWELL

La Compagnie d'Applications Mécaniques à l'Electronique, au Cinéma et à l'Atomistique (CAMECA), filiale à 100 % de la CSF, vient de signer, sous réserve de l'approbation des autorités française, un accord à long terme avec CONSOLIDATED ELECTRO-DYNAMICS Corporation (C.E.C.), filiale de BELL AND HOWELL.

Cet accord concède à C.E.C. le droit de fabriquer et de vendre la microsonde électronique de CAMECA aux Etats-Unis et au Canada. Il prévoit également des relations continuelles de coopération qui permettront d'apporter à C.E.C., pour application aux Etats-Unis et au Canada, la technologie et l'expérience de CAMECA dans ce domaine.

La microsonde électronique est principalement un appareil de recherche pour l'analyse des éléments. L'appareil est complémentaire d'autres appareils fabriqués par C.E.C. dans sa division « Analyses et Contrôle ». Il est souvent important d'examiner une région microscopique d'un échantillon et les microsondes électroniques en permettent une analyse chimique exacte et non destructive. Les applications sont très larges et en expansion constante dans les domaines de la métallurgie, de la géologie, de la biologie, de l'électronique, de la médecine et de la chimie.

CAMECA, pionnier de la fabrication et de l'utilisation des microsondes, a mis la première sur le marché en 1958. Cet appareil avait été inventé par le Professeur R. CASTAING, il est fabriqué par CAMECA au titre d'un accord de licence avec l'Office National de la Recherche Aéronautique (ONERA). A ce jour, CAMECA a vendu sur le marché international près d'une centaine de microsondes électroniques.

C.E.C. va immédiatement offrir à la vente le dernier modèle de microsonde Cameca qui permet l'analyse des éléments légers. L'accord entre CAMECA et C.E.C. prévoit une première commande ferme de 20 appareils.

Un laboratoire d'applications utilisant l'expérience et les connaissances de CAMECA sera installé en avril dans les

laboratoires de C.E.C. à MONROVIA en Californie pour montrer les performances de l'appareil sur des échantillons remis par les clients.

Le Service après-vente et la fourniture de pièces détachées seront assurés par l'organisation de la Division « Analyses et Contrôle » de C.E.C. qui est implantée dans les principales villes des Etats-Unis.

UNE SOCIÉTÉ CRÉÉE AUX ÉTATS-UNIS POUR EXPLOITER DES BREVETS FRANÇAIS

La Société d'engineering pétrolier Mercury Company of Norwood, Inc., vient de créer aux Etats-Unis une filiale, la société A.L.L.S. — Automatic Liquid Loading Systems, Inc. — à capitaux 100 % américains, en vue d'exploiter les brevets de la Compagnie Générale d'Automatisme, filiale de la CITEC, dans le domaine des expéditions de produits par wagons ou camions citernes.

C'est en 1963 que la C.G.A. mettait en service le premier poste de chargement automatique de wagons-citernes et en 1964 le premier poste de chargement de camions, contrôlé par calculateur. La conception moderne de ces installations, leur automatisme poussé et leur haute sécurité ont séduit les utilisateurs : à ce jour, la capacité de chargement des 10 postes réalisés par C.G.A., en France et à l'Etranger, totalise près de 20 000 000 t/an d'hydrocarbures et de produits chimiques.

Convaincue des possibilités de développement de ces systèmes aux Etats-Unis, la société A.L.L.S. s'est assuré l'exclusivité du « know-how » important et des brevets acquis par C.G.A. dans ce domaine, ainsi que son assistance technique.

CRÉATION DE CERMEX

La Compagnie d'Etude et Réalisations Microélectroniques CERMEX, 79, boulevard Suchet, Paris-16e, usine au Plessis-Robinson, vient de conclure un accord de licence avec la société MICROTEK ELECTRONICS, Cambridge, Massachusetts, U.S.A., pour la fabrication des couches minces par sérigraphie.

MICROTEK est une des sociétés les plus avancées dans ce domaine, elle produit des microcircuits utilisés par l'industrie électronique et aérospatiale américaine, en particulier la NASA.

CERMEX, dont le Président Directeur Général est M. A. Levy Sousan, est équipée de moyens de production modernes lui permettant de satisfaire les besoins d'échantillonnage et de série de la clientèle française et européenne. CERMEX poursuit également ses propres efforts de recherche dans les domaines du verre et de la céramique appliqués aux couches minces sérigraphiées, des multicouches, et de l'incorporation industrielle de pastilles d'éléments actifs : transistors, diodes, circuits intégrés monolithiques.

ROCHAR ÉLECTRONIQUE ET SCHLUMBERGER

A dater du 1er janvier 1967, ROCHAR ELECTRONIQUE est devenue division de la SOCIÉTÉ D'INSTRUMENTATION SCHLUMBERGER. Elle y poursuit ses activités dans le domaine des mesures débitmétriques, des équipements électroniques et des mesureurs. La gamme de mesure précédemment limitée à 600 m³/h est dès maintenant étendue à 1 200 m³/h et sera prochainement portée à 5 000 m³/h.

ACCORD COMPAGNIE DES COMPTEURS — S.E.P.R.

La Compagnie des Compteurs et la Société d'Etude de la Propulsion par Réaction ont conclu un accord pour l'étude, la fabrication et la vente de mesureurs débitmétriques.

Dans le cadre de cet accord, la Compagnie des Compteurs assure depuis le 1er janvier 1967 la commercialisation de tous les mesureurs débitmétriques conçus par la Société d'Etude de la Propulsion par Réaction et qui couvrent tous les débits jusqu'à 6 000 m³/h.

ALCATEL-HEURTEY

La Société Alsacienne de Constructions Atomiques, de Télécommunications et d'Electronique (ALCATEL) et la Société Anonyme HEURTEY viennent de constituer à parts égales la Société ALCATEL-HEURTEY, Société en nom collectif au capital de 250 000 F.

Cette Société a pour objet, en utilisant les moyens des Sociétés mères, d'étudier, construire et vendre les appareils découlant des applications du bombardement d'électrons au chauffage et à la fusion. Plus particulièrement, elle verra son activité orientée vers les fours de fusion de grande puissance pour la métallurgie des métaux et alliages de hautes performances dont les besoins vont croissant.

Grâce aux réalisations antérieures de ses Sociétés mères, ALCATEL-HEURTEY est titulaire, dès sa création, d'un contrat de recherche-développement de la D.G.R.S.T. pour la réalisation d'un four de puissance de 500 kW qui, installé à l'usine ALCATEL d'Annecy, permettra des études et essais sur les procédés de fusion industrielle par bombardement électronique.

Avec ALCATEL-HEURTEY, l'industrie française consolide sa place dans le concert international des moyens de production métallurgique d'avant-garde.

CALCULATRICES DE PROCESSUS CONTRAT AEG-TELEFUNKEN GENERAL ELECTRIC

Sur la base d'un contrat conclu entre la ALLGEMEINE ELEKTRICITATS-GESELLSCHAFT AEG-TELEFUNKEN et la GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA), la AEG-TELEFUNKEN va commencer la fabrication de calculatrices destinées à l'automatisation de processus. La Société AEG-TELEFUNKEN aura l'accès illimité aux expériences de la GE, constructeur important de calculatrices de processus.

Dans le cadre du secteur « installations techniques » AEG-TELEFUNKEN a atteint, pour ce qui concerne le domaine des calculatrices pour commandes et pour calculs industriels, à l'heure actuelle déjà, une position importante sur le marché. En construisant des installations à grande échelle dans lesquelles les calculatrices de processus guident les différentes phases de la fabrication, les processus techniques ainsi que les procédés chimiques, la société AEG-TELEFUNKEN se lance dans la technique d'automation moderne. Jusqu'à présent 23 calculatrices de processus ont été fournies ou mises en fabrication dans le cadre d'installations techniques.

Parmi les systèmes de calculatrices déjà fournies se trouve l'installation la plus importante de ce genre en Allemagne. Rien que dans son Institut pour l'Automation à Berlin, la Société occupe plus de 300 spécialistes pour les problèmes du développement de l'automatisation de la programmation.

La capacité déjà atteinte par la société AEG-TELEFUNKEN dans la technique des installations et de l'automatisation, est complétée par la possibilité qu'elle a de fabriquer maintenant les calculatrices de processus elles-mêmes avec le know-how de la General Electric. De ce fait, la Société a gagné une position excellente sur le marché des installations automatisées qui se développe rapidement.

COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE

INFI vient de désigner M. R. CABESSA comme Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique.

La S.F.E.R. lui adresse ses félicitations.

C.R.C.

Le 2 février 1967 M. PEYREFFITTE a visité la nouvelle usine C.R.C. dont les 10 000 m² renferment les installations ultra-modernes nécessaires à l'élaboration d'un matériel de qualité. Ce bâtiment succède à une modeste usine et occupe maintenant 800 ouvriers et employés. Sur le plan européen, C.R.C. est de loin en tête des usines spécialisées, aussi le Ministre tint-il à féliciter son Président Directeur Général M. J.M. BEALEM d'avoir consacré sa carrière au développement d'une entreprise qui fait honneur à Saint-Etienne.

La visite se termina au Laboratoire où M. BEALEM, au milieu de ses ingénieurs et techniciens, reçut des mains de M. PEYREFITTE la croix de chevalier de la Légion d'Honneur. Ainsi se trouve honorée en la personne de son Président, la C.R.C. qui est au premier plan de l'électronique français dans le domaine de la mesure.

LES LABORATOIRES D'ALCATEL

L'ensemble des laboratoires d'ALCATEL compte près de 700 personnes dont plus de 250 ingénieurs. Ces laboratoires sont actuellement situés dans la Région Parisienne (rue de l'Amiral-Mouchez à Paris, à Montrouge et à Arcueil), dans le Var, à Saint-Mandrier, et à Bruyères-le-Chatel (Centre de Recherches Pierre Herreng). Ce centre, récemment construit au milieu d'un parc de 25 ha et doté des moyens d'expérimentation les plus modernes, regroupera ultérieurement la totalité des laboratoires de la Société.

Cette activité de recherche, essentiellement dirigée vers les techniques de pointe, s'exerce dans des domaines extrêmement variés dont on citera brièvement les principaux :

— TÉLÉCOMMUNICATIONS : Transmission par courants porteurs, transmission de données, codage de l'information, reconnaissance des caractères, utilisation des hyperfréquences pour la détection électro-magnétique et les télémesures.

— TRAITEMENT NUMÉRIQUE DES INFORMATIONS : Automatismes à programmes enregistrés, calculateur arithmétique universel, calculateurs d'armes, contrôle-commande de réacteurs nucléaires et de processus industriels, commandes numériques de machines-outils.

— APPAREILS DE MESURE ET D'INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE : Oscilloscopes, voltmètres numériques, amplificateurs, chambres d'ionisation, chaînes de mesures neutroniques ou de radioprotection, etc.

— ÉTUDE DES TRANSDUCTEURS ÉLECTROACOUSTIQUES ET DE LEURS APPLICATIONS dans les domaines militaire (*équipements de détection sous-marine*) et industriel (*nettoyage, soudage, perçage, mesures, contrôle par ultrasons, etc.*).

— TECHNIQUES DU VIDE ET DE L'ULTRA-VIDE : Pompes mécaniques, pompes à diffusion, groupes de pompage, détection de fuites, chambres de simulation spatiale, etc.

— BOMBARDEMENT ÉLECTRONIQUE et son utilisation pour la fusion, l'évaporation et le soudage sous vide des métaux.

— NAVIGATION AÉRONAUTIQUE ET SPATIALE : Conception et réalisation de système de guidage par inertie : plateforme et asservissements, gyroscopes à hautes performances ; conception et réalisation de machines spéciales pour la métrologie et l'usinage de superprécision.

— MAGNÉTOHYDRODYNAMIQUE : Générateurs de plasma impulsionnels.

— PHYSIQUE DU SOLIDE : Conversion thermoélectrique d'énergie. Etude des semiconducteurs en couches-minces.

L'importance de ces études et des réalisations auxquelles elles ont abouti, apparaît dans une documentation qui a été établie pour certains matériels et qu'on pourra se procurer en s'adressant à ALCATEL ; parmi les matériels décrits : appareils de mesure et d'instrumentation nucléaire, groupes de pompage, détecteur de fuites, four à bombardement électronique et ses accessoires, calculateur industriel, commandes numériques de machines-outils, etc.

Cette documentation, toutefois, ne reflète qu'imparfaitement le fruit des études et des recherches menées à ALCATEL. Un grand nombre d'équipements, en effet, n'ont pu être décrits du fait, soit de leur complexité, soit de leur caractère secret (matériels pour la Défense Nationale et le Commissariat à l'Energie Atomique). En outre, certaines sections des Laboratoires poursuivent des études qui n'ont pas encore atteint le stade du développement industriel ; d'autres, enfin, agissent pour le compte de l'ensemble des laboratoires : section d'Etudes Générales, section de Recherche Opérationnelle et de Calcul Automatique.

VISITE D'UNE DÉLÉGATION BRÉSILIENNE A LA C.F.T.

Le 23 janvier 1967, Son Excellence M. O. BILAC PINTO, ambassadeur du Brésil, a été reçu dans les Laboratoires de la C.F.T. par le Président S. FLOIRAT et M. H. de FRANCE qui lui ont présenté le procédé SECAM de télévision en couleur.

L'ambassadeur était accompagné de personnalités de l'ambassade ainsi que de membres de la Commission mixte franco-brésilienne actuellement à Paris, conduits par M. V. MARIZ, Chef de la Division d'Europe occidentale au ministère des affaires étrangères du Brésil.

Cette démonstration fait suite au récent voyage à Rio-de-Janeiro d'une délégation de la C.F.T. et aux contacts pris, à cette occasion, entre MM. V. MARIZ et R. CRÉANGE, administrateur de la C.F.T.

Au moment où de nombreux pays vont inaugurer leur service de télévision en couleur ou envisagent de le faire dans un avenir rapproché, cette démonstration a permis de mettre en lumière l'avance technique du SECAM et du tube-image C.F.T. et d'en montrer les avantages économiques tant en ce qui concerne l'utilisation des infrastructures existantes que de la réalisation des récepteurs destinés au grand public.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE ET LES RELATIONS UNIVERSITÉ - INDUSTRIE

Le 17 mars, seize élèves-ingénieurs des grandes écoles se préparant aux carrières de l'électronique ont pris place dans la Caravelle de Nice.

A leur arrivée à l'Aéroport de Nice-Côte d'Azur, ils ont pris contact avec la vie d'une entreprise industrielle moderne : TEXAS INSTRUMENTS FRANCE.

Cette manifestation se place dans le cadre des relations Université - Industrie dont M. DAVRIL, Recteur de l'Académie de Nice et M. P. CLAVIER, Président Directeur Général de T.I.F., sont de fervents promoteurs.

Après une brève présentation des activités de l'entreprise, les visiteurs ont fait le tour des lignes de production en compagnie d'un ingénieur de la société ayant reçu la même formation qu'eux. A l'issue de cette visite, chaque participant a posé par écrit des questions qui ont été discutées au cours d'un déjeuner-débat et d'une session de travail, l'après-midi. Cette discussion eu lieu en présence du Doyen de la Faculté des Sciences de Nice, M. DIEUDONNE et des Directeurs des Départements de TEXAS INSTRUMENTS FRANCE qui ont répondu aux questions posées.

COMITÉ DES ASSOCIATIONS EUROPÉENNES DE FABRICANTS DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ACTIFS (C.E.M.A.C.)

Les Associations de Fabricants de Composants Electroniques Actifs de Belgique, de France, d'Allemagne, d'Italie, des Pays-Bas et du Royaume-Uni ont approuvé en janvier 1967 à Munich leur projet de constitution et se sont groupées dans un Comité Européen sous le nom de C.E.M.A.C. (Committee of Europan Associations of Manufacturers of Active Electronic Components).

Les travaux de ce Comité sont orientés de façon à servir les intérêts communs des Pays Européens, en particulier à favoriser le développement des échanges internationaux, par exemple par l'élimination des barrières techniques.

Le premier objectif est de promouvoir la compatibilité des spécifications, des organisations et des procédures d'homologation des composants électroniques actifs à travers l'Europe, pour aboutir à une reconnaissance mutuelle dans tous les Pays Européens et, par l'intermédiaire de la C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale) de contribuer à la normalisation mondiale.

Les procédures et spécifications, une fois établies, sont destinées à tous les utilisateurs de composants électroniques actifs et ont pour but de réduire le nombre de spécifications en vigueur, d'améliorer l'assurance de la qualité, de faciliter le travail des Comités Nationaux de la C.E.I.

Le C.E.M.A.C. est, en fait, semblable au C.E.P.E.C. (Comité des Associations Européennes de Fabricants de Composants Electroniques Passifs) et des liaisons ont été établies pour assurer une étroite coopération sur les sujets d'intérêt commun.

Les Associations concernées sont FABRIMETAL (Fédération des Entreprises de l'Industrie des Fabrications Métalliques) Belgique, SITELESC (Syndicat des Industries de Tubes Electroniques et Semiconducteurs) France, ZVEI (Zentralverband D. Elektrotechnischen Industrie E.V.) Allemagne, ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettrotechniche ed Elettroniche) Italie, FOEGIN (Vereniging voor Fabrieken op Electrotechnisch Gebied in Nederland) Pays-Bas et VASCA (Electronic Valve and Semiconductor Manufacturers' Association) Royaume-Uni.

Le Président du C.E.M.A.C. est M. P.H. SPAGNOLETTI, Président du VASCA et le Vice-Président est M. F. DUMAT du SITELESC, Directeur à la RADIOTECHNIQUE-COPRIM. Le Secrétaire du C.E.M.A.C. est M. P.A. ELEMING, Secrétaire Technique du VASCA, Mappin House, 156/162 Oxford Street, Londres W.1.

Nouveauté à paraître en juin 1967 :

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etudes des Télécommunications

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface
de

J. ELDIN

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16×24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix spécial de souscription valable avant parution 60 F.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI^e^, CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) *des analyses mathématiques,*

b) *des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.*

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié,

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6^e^

nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE

1re partie — **Généralités sur les mesures**
— Symboles utilisés

Chapitre 1 — Observations diverses sur les mesures de grandeurs électriques (définition des termes, conditions de mesure à respecter, appareillage de mesure, éléments associés aux circuits de mesure, réalisation des circuits de mesure, erreurs possibles de mesure).

Chapitre 2 — Qualité - Fiabilité (détermination de la qualité, évaluation de la fiabilité, garantie de la fiabilité).

2e partie — **Mesures sur les transistors conventionnels**

Chapitre 1 — Généralités (Notions de physique du solide, technologie de fabrication).
Dans les chapitres qui suivent (2 à 18), on trouvera des considérations générales sur les paramètres mesurés, suivies par des méthodes de mesures détaillées.

Chapitre 2 — Courants résiduels (15 méthodes de mesure).
— 3 — Tensions de claquage (21 méthodes de mesure).
— 4 — Gain en courant et tension de saturation (13 méthodes de mesure).
— 5 — Paramètres des transistors Choppers (8 méthodes de mesure).
— 6 — Temps de commutation (9 méthodes de mesure).
— 7 — Résistance thermique (3 méthodes de mesure).
— 8 — Circuits équivalents au transistor (5 méthodes de mesure).
— 9 — Facteur de bruit (2 méthodes de mesure).
— 10 — Capacités (7 méthodes de mesure).
— 11 — Fréquences de coupures, gain en courant en haute fréquence (8 méthodes de mesure).
— 12 — Paramètre h (13 méthodes de mesure).
— 13 — Distorsion - Intermodulation (6 méthodes de mesure).
— 14 — Paramètres y (15 méthodes de mesure).
— 15 — Gain en puissance (3 méthodes de mesure).
— 16 — Neutrodynage (2 méthodes de mesure).
— 17 — Mesures rapides à l'oscilloscope (40 méthodes de mesure).
— 18 — Mesures automatiques (description de 7 ensembles automatiques).

3e partie — **Mesures sur les transistors spéciaux**

Chapitre 1 — Paramètres des transistors unijonction (Introduction + 12 méthodes de mesure).

Chapitre 2 — Paramètres des transistors à effet de champ (Introduction + 26 méthodes de mesure).

4e partie — **Annexe**

Guide d'utilisation des paramètres divers — techniques de polarisation et exemples numériques appliqués aux amplificateurs, oscillateurs, etc.

BULLETIN DE SOUSCRIPTION

(Prix spécial valable jusqu'au 1er juin 1967)

Je, soussigné : Nom : .....

Firme : .....

Adresse : ..... Pays : .....

déclare souscrire par la présente à l'achat de .... exemplaire (s) de Mesures sur les transistors, au prix spécial de 60 F F. l'exemplaire, poste et taxes comprises, que je règle à l'ordre des Editions Chiron,

a) par chèque bancaire ci-joint,
b) par versement au C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,
c) sur facture qui sera réglée dans les 30 jours de la date de souscription.

Date et signature :

1520 pages sur :

la Commutation ÉLECTRONIQUE

texte intégral du

COLLOQUE INTERNATIONAL
DE COMMUTATION ÉLECTRONIQUE

PARIS 1966

y compris l'allocution de clôture de Monsieur LIBOIS

Un volume relié pleine toile 15,5 × 24,5 cm, 1524 pages, 993 figures. Prix : 225 F en librairie ou chez l'éditeur : 229,30 F, port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40 rue de Seine, PARIS-6e - CCP Paris 5335

TABLE DES MATIÈRES

COMMUTATION SPATIALE - GRANDS AUTOCOMMUTATEURS

Système électronique expérimental avec contacts à tiges et commande centralisée à programme. — Système A 210 de commutation à commande par programmes enregistrés en mémoire. — Organisation de la commande par programmes enregistrés en mémoire dans le système de commutation crossbar A 210. — Système de sélecteurs à contacts scellés. — L'autocommutateur semi-électronique de Lannion (projet Socrate). — Le système de commutation semi-électronique SEAM. — Le système téléphonique Ake à commande par programme enregistré. — La commande par programme enregistré du système téléphonique Ake 12. — Système 6050 de commutation à commande temporelle. — Système de commutation électronique de grande capacité à commutateurs crossbar et commande partielle par programme enregistré en mémoire. — Autocommutateurs électroniques de grande capacité : introduction générale au système Rex.

COMMUTATION SPATIALE : PETITS AUTOCOMMUTATEURS

Système kelex de commutation électronique. — Réseau de commutation utilisant des transistors PN-PN dans un central téléphonique expérimental. — Circuits logiques d'un central électronique, de capacité moyenne à programme câblé. — Un nouveau type de voie de parole transistorisée et son application à un PBX entièrement électronique. — Un petit centre de transit à commande électronique. — Un central rural de 1 500 lignes à commande électronique. — Central automatique pour 1 500 lignes avec circuits de contrôle électroniques. — Le central électronique de Leamington. — Petit central électronique (Pentex) pour le british Post Office. — Le PBX électronique 800 A pour 20 A 80 lignes. — Les recherches sur la commutation électronique et la réalisation d'un petit autocommutateur PABX/SDM à transistor accomplies par la Fondazione Ugo Bordoni (Roma) de 1962 à 1965.

COMMUTATION TEMPORELLE
DESCRIPTION DES SYSTEMES

Réseau de commutation temporelle pour transferts combinés de conversation et de signaux de hauts niveaux. — Tides concept nouveau en commutation électronique intégrant les éléments de commutation, de logique et de commande. — Autocommutateur électronique à répartition temporelle à 200 lignes. — Autocommutateur électronique expérimental à répartition temporelle projet Platon. — Essais en exploitation et nouveaux développements de l'unité de commutation, ESS 101. — Système de commutation de données à répartition temporelle. Aspects de la commande et de l'enregitrement dans un PBX multiplex temporel à contrôle par programme. — Un central électronique utilisant la modulation d'impulsions en durée et commandé par un programme enregistré. — Un PABX de type TDM à semiconducteurs. — Organisation d'un commutateur à réseau de connexion à division temporelle et programme enregistré. — Système électronique utilisant la commutation spatiale et la commutation temporelle.

COMMUTATION TEMPORELLE - SYSTEMES INTEGRES

Les méthodes de modulation dans les systèmes de commutation et de transmission intégrés urbains. — La synchronisation des systèmes de commutation à modulation par impulsions codées (PCM). — Compensation des variations de retard de transmission dues aux changements de températures dans un réseau PCM. — Synchronisation d'un réseau PCM. — Organisation d'un autocommutateur utilisant la modulation en impulsions codées. (MIC). — L'introduction de transmissions et commutations PCM dans le système rex éclaté. — Un système de télécommunications avec moyens de commutation et de transmission intégrés. — Possibilité d'un réseau intégré de commutation et de transmission à modulation par impulsions codées (PCM). — Projet de bureau téléphonique tandem à réseau intégré à modulation par impulsions codées (PCM). — Introduction de la modulation en impulsions codées, dans le réseau téléphonique existant. La modulation par impulsions codées du signal téléphonique dans les systèmes de commutation électronique intégrés. — Principe de base des systèmes de commutation temporelle intégrée structure et synchronisation des réseaux.

COMMUTATION TEMPORELLE - TECHNIQUES

Commutation, synchronisation et signalisation dans les centraux PCM. — Réalisation d'un système de commutation électronique utilisant le transfert résonnant. — Théorie des circuits à transfert résonnant pour des systèmes TDM de commutation électronique. — Réduction des pertes dans les centraux de type TDM-PAM à transfert résonnant par des circuits appropriés et des techniques de compensation par impédance négative. — Système permettant d'établir une communication entre les intervalles élémentaires dans un système de commutation à répartition temporelle à trois étages.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e

WRH

RÉSEAUX DE COMMUTATION DE DONNÉES

Maintien d'une diffusion maximale dans un réseau de communication vulnérable. — Réseau téléphonique non vulnérable. — Problèmes posés par la commutation de données. — Quelques développements récents dans le domaine de l'équipement pour la commutation de données. — Réseaux commutés pour transmission de données. — Automatisation des centres de commutation de messages.

STRUCTURE DES RÉSEAUX DE SIGNALISATION

Quelques considérations sur les conceptions des centraux téléphoniques de l'avenir. — Signalisation entre centraux. — Conséquences prévisibles de l'introduction de dispositifs électroniques sur la signalisation téléphonique. — Conception des systèmes téléphoniques électroniques en relation avec l'évolution rapide des techniques modernes. — Relations entre les moyens de télécommunications et les fonctions de commande à l'échelle du réseau. — Résolution au moyen de calculateurs de problèmes de routage dans les réseaux mailles de télécommunications.

FIABILITÉ DES SYSTÈMES : RÉSULTATS D'EXPLOITATION

Spécifications de service portant sur la construction de systèmes de commutation électronique pour l'industrie des télécommunications. Conception, sécurité et contrôle d'un système Rex extensible. — Ensemble d'organes, doublés pour raison de sécurité, destiné à la commande d'un système Rex extensible. — Expérience acquise grâce aux centraux de commutation quasi électroniques locaux et interurbains. — Expérimentation du système de commutation électronique ESS 1. — Expérience acquise par la mise en service des centraux du type ESS 1.

PROBLÈMES D'EXPLOITATION ET DE MAINTENANCE

Système d'interception automatique des appels téléphoniques. Critères présidant à la conception d'un système Rex généralisé facilitant l'extension et la reconversion des systèmes pas à pas. — Organisation de la maintenance dans les centraux électroniques. Alimentation des centraux téléphoniques électroniques. — Cabine publique à prépaiement électronique fonctionnant avec des pièces de trois valeurs différentes.

TAXATION

Taxation téléphonique expérimentale avec processeurs électroniques. — Comptage par tambour magnétique pour les centraux pas-à-pas. — Enregistrement électronique dans les systèmes téléphoniques, le système PPM. — Taxation centralisée des abonnés au téléphone. — L'introduction de l'électronique dans les problèmes de taxation des communications téléphoniques. — Calcul électronique des taxes avec annonce immédiate au centre interurbain de Las Vegas. — Dispositif de prélèvement automatique des informations de taxation dans un autocommutateur crossbar CP 400.

OBSERVATION DE TRAFIC

L'observation du trafic téléphonique dans les centres de transit interurbains.

TECHNIQUES D'APPEL PAR CLAVIER

La numérotation à clavier. — Appel par clavier. — Dispositif de numérotation au clavier.

ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS DES AUTOCOMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES

Sélecteur à coordonnées Telefunken à verrouillage et sa commande. Dispositif d'explorateur acoustique avec transducteurs à pellicule magnétostrictive. — Techniques de circuit pour les systèmes de commande de centraux électroniques. — Commutation et multiplexage intégrés (Isam) Système de circuits logiques pour centraux électroniques de faible capacité. Application aux autocommutateurs privés.

POINTS DE CONNEXION

Choix du point de connexion et des éléments logiques en commutation électronique. — Standard automatique d'abonné (PAX) optoélectronique. Multisélecteur fluidique à conduits croisés.

RÉSEAUX DE CONNEXION ET LEURS COMMANDES

Méthode de commande d'un réseau de connexion. — Structure optimale d'un réseau de connexion à plusieurs étages. — Grand central électronique à contacts scellés recherche, choix des itinéraires et marquage. — Le marquage, l'exploration et le choix des itinéraires dans un système Rex extensible dont les organes de commande sont doublés pour raison de sécurité. — Les caractéristiques des circuits d'un système Rex généralisé (réseau de parole). — Circuits et composants utilisés pour un système Rex extensible. — Systèmes de commutation électronique commandés à distance. — Sélecteur de groupe à relais à tiges. — Système de sélection à relais. La chaîne d'arrivée. — Le réseau de connexion du système de commutation EAX. — Le réseau de connexion du projet Artémis. — Quelques développements effectués dans le cadre du projet « Aristote ».

ORGANES DE COMMANDE ET D'ENREGISTREMENT

Fonctions et définition opérationnelle d'un centre de commutation de données. — Caractéristiques générales du système DS 3. — Systèmes de commande électronique pour les gros centraux. — Critères pour l'étude d'un enregistreur pour central important. — Les registres dans le système de commutation électronique EAX. — Enregistreur-émetteur électronique pour systèmes automatiques de type pas-à-pas. — Un enregistreur traducteur électronique à programme enregistré. — Enregistreurs traducteurs : types desservant les appels d'arrivée interurbains et locaux. — Commande par un enregistreur à un tambour magnétique d'un grand PABX. — Détail d'un système de commande par tambour magnétique pour standard automatique privé. (PABX) Système de commutation utilisé pour la distribution de programmes et contrôlé par une machine à calculer fonctionnant en temps réel.

ORGANES DE MÉMOIRE

Ligne de retard ferro acoustique. — Dispositif de mémoire semi-permanente. — Ligne coaxiale supraconductrice miniature pour retard et mise en mémoire d'impulsions nanoseconde. — Commutation rapide entre mémoires magnétiques mobiles de vitesses différentes, tambour, disque, etc. Rôle et constitution des mémoires du dispositif central de commande d'un autocommutateur téléphonique électronique. — Point de commutation à cycle rectangulaire pour mémoires à tores de dimond.

EXPLORATEURS ET ORGANES DIVERS

Réalisation d'un modèle expérimental de concentrateur de trafic du type semi-électronique. — Traducteur d'acheminement variable. — Les joncteurs et explorateurs du projet Artémis. — Grands centraux électroniques (REX) conception des circuits. — Filtrage des informations traitées par le dispositif central de commande d'un autocommutateur électronique.

RÉALISATIONS TECHNOLOGIQUES

Méthodes de constructions de systèmes de commutation et leurs modifications par l'introduction de composants miniaturisés. — Equipements de test en commutation électronique. — Réalisation du central ESS 1. — Sélecteur de groupe à relais à tiges. Problèmes d'études de l'équipement Technologie Alex pour l'équipement de centraux téléphoniques. — Technologie d'équipement du système Rex généralisé.

PROGRAMMATION

Programmation des systèmes de commande pour les grands centraux électroniques. — Programmation et sécurité du système DS 3. — Organisation du programme enregistré du système Ake. — Programmation d'une unité de commande d'un central expérimental de petite capacité. — Problèmes de programmation du projet Artémis. — Programmation et exploitation des autocommutateurs électroniques.

THÉORIES MATHÉMATIQUES ET CALCULS DE TRAFIC

Synthèse de circuits à sorties multiples. — Considération sur les automates asynchrones. — Sur une cause limitant la capacité d'un canal de transmission des données. — Utilisation des calculateurs pour l'étude des systèmes de commutation. — Principes utilisés dans les diagrammes de liaison d'un système Rex généralisé. — Temps de transition et contrôle d'un système de communication. — Calcul de la longueur de la file d'attente commune d'un système à plusieurs services.

Émetteur-récepteur d'informations codées. — Les commutateurs électroniques miniatures Sud Aviation. — Décommutation des signaux de télémesures PAM, RZ et NRZ.

1520 pages about :

ELECTRONIC
Switching

integral issue of the

INTERNATIONAL CONFERENCE
ON ELECTRONIC SWITCHING

PARIS 1966

including the final survey of Mr. LIBOIS

A volume, cloth binding, 15,5×24,5 cm, 1524 pages, 993 figures
Selling price : 225 FF by booksellers, or by the publisher 229,30 FF, postage included
ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e - CCP Paris 5335

TABLE OF CONTENTS

SPACE DIVISION SWITCHING - LARGE EXCHANGES

An experimental electronic system using reed contacts and centralized program control. — The stored program control crossbar switching system A 210. — The reed selector system. — The Aristote electronic telephone exchange in Lannion. — The semi electronic switching system of Lannion (Project Socrate). — The Rome semi electronic exchange. — The telephone system Ake with stored program control. — The stored program control in the telephone system Ake 12. — The time division controlled switching system 6050. — A large scale electronic switching system with crossbar switches and partial stored program control. — Large electronic exchange (REX) general introduction.

SPACE DIVISION SWITCHING - SMALL EXCHANGES

Kelex electronic switching system. — Switching network using PN-PN transistors in an experimental telephone exchange. — Logic circuits for a medium capacity electronic exchange with a wired program. — New type transistorized speech path and its application in all electronic PBX. — A small electronically controlled trunk switching center. — 1 500 line rural exchange with electronic control circuits. — Automatic rural 1 500 line exchange with electronic control circuits. — Leamington electronic exchange. — A small electronic exchange (Pentex) for the british Post Office. — The 800 A electronic PBX for 20 to 80 lines. — The research on SDM Electronic switching and the realization of a small transistorized PABX carried on by Fondazione Ugo Bordoni (Rome) in the years 1962-1965.

TIME DIVISION SWITCHING - SYSTEM DESCRIPTION

Time division connection network for combined speech and large signal transfer. — Tides a new concept in electronic switching incorporating integrated switching, logic and control, — A small T.D.M. electronic exchange. — Experimental T.D.M. exchange, project Platon. — N° 101 ESS, field experience and new switch unit developments. — A time division multiplex data switching system with information controlled transmission. — Aspects of control and storage in a program controlled time division multiplex PBX. — A T.D.M. electronic exchange controlled by stored program. — A fully solid state TDM - PABX. — T.D.M. telephone exchange with stored program control. — Electronic system using space and time division switching.

TIME DIVISION SWITCHING - INTEGRATED SYSTEMS

On modulation methods for use in a metropolitan integrated switching and transmission networks. — On the synchronization of PCM switching system. — Compensation for the variation of junction delay with temperature. — Overall synchronization in a PCM network. — Organization of an automatic exchange using pulse code modulation (PCM). The introduction of PCM junction links and switching into a dispersed generalized rex system. — A telecommunication system with integrated switching and transmission media. — The possibility of an integrated PCM switching and transmission network. — An approach to a tandem exchange for an integrated PCM network. — Introduction of pulse code modulation into the existing telephone network. — Pulse code modulation in integrated switching system. — Basic principles of integrated networks organization and synchronization.

TIME DIVISION SWITCHING - TECHNOLOGY

Switching, synchronizing and signalling in PCM exchanges. — Design aspects of an electronic switching system employing resonant transfer. — Theory of resonant transfer circuits for electronic TDM switching systems. — Reduced losses in TDM-PAM resonant transfer exchanges by means of proper circuit design and negative resistance compensation techniques. — Time slot interchange in three-stage division switching networks.

DATA SWITCHING NETWORKS

Keeping maximum diffusion in a vulnerable communication network. — Communication networks which can resist damage. — Problems of data switching. — Some recent developments in data switching equipment. — Switched networks for data transmission. — Message switching center automation.

NETWORK ORGANIZATION AND SIGNALLING

Some considerations affecting the design of future exchange systems. Inter exchange signalling. — Possible impact of electronic apparatus development on telephone signalling. — Design of electronic telephone systems in relation with the rapid evolution of modern techniques. —

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e

Relations between telecommunication means and the control functions at the network level. — Application of computers to the solution of routing problems in meshed transmission networks.

SYSTEM RELIABILITY - EXPERIMENTAL RESULTS

Service precepts bearing on design of electronic switching systems for the communications industry. — The concept, security and checking of a generalized rex system. — A security switched common control complex for a generalized rex system. — Experience gained with quasi electronic switching system. — Service experience with N° 1 ESS equipment.

MAINTENANCE AND OPERATION OF THE SYSTEMS

An automatic telephone intercept system. — Design criteria for a generalized Rex system facilitating extension and turnover from step by step systems. — Maintenance organization for electronic exchanges. — Power supply for electronic exchanges. — Electronic three coin telephone station.

MONITORING PROBLEMS

Experimental telephone charging with electronic processors. — Magnetic drum metering for step by step exchanges. — Electronic metering, in telephone system, PPM system. — Centralized metering of telephone subscribers. — Introduction of electronics in telephone calls fee charging problems. — Electronic charge computation with immediate announcement in the Las Vegas toll centre. — A device for the automatic collect of the call charge data in a CP 400 crossbar exchange.

OBSERVATION OF TELEPHONE TRAFFIC

Observation of telephone traffic in national trunk transit exchange.

PUSH BUTTON SIGNALLING

Subscriber push button signalling. — Push button dialling. — Push button set.

ELECTRONIC EXCHANGE DEVICES

The Telefunken ordinate latching switch and its control. — Acoustical scanning device with magnetostrictive film transducers. — Circuit techniques for electronic exchange control system. — Integrated switching and multiplex (Isam). — Logic circuits for low capacity electronic exchange PABX application.

SPEECH PATH CROSSPOINTS

Choice of crosspoint and of logic devices in electronic switching systems. — An opt-electronic PAX. — Fluidic multiselector (cross channel).

CONNECTION NETWORK ORGANIZATION AND CONTROL

A controlling method of speech path switches. — Optimum design of multi-stage switching frames. — Large reed electronic exchange interrogation, route choice and marking. — The marking interrogation and route choice of a generalized Rex system with security switching. — Circuit features of a generalized rex system (Speech path). — Electronic circuits and components for a generalized rex system. — Remote controlled electronic switching systems. — Reed relay group selector. — Reed selector scheme, the terminating train. — The switching network of the EAX switching system. — The speech network in the Artemis project. — Some developments of the « Aristote » project.

CONTROL AND STORAGE SYSTEMS

Functions and operational characteristics of a data switching center. — DS 3 system general characteristics. — Electronic control systems for a large exchange. — Large exchange register design criteria. — The register sender in the electronic switching system EAX. — An electronic register sender for step by step automatic telephone systems. — A stored program control electronic register translator. — Registers translators. Incoming trunk and local controlling types. — Magnetic drum register control of a large PABX. — Design details of magnetic drum control system for a PABX. — A real time computer controlled switching system for program distribution.

MEMORY DEVICES

Ferroacoustic delay line. — Semi permanent memory device. — A miniature supraconductive coaxial line for delay and circulation of nanosecond pulses. — Rapid switching between memories with different surface speeds like drums, dices, etc. — Functions and constitution of the memories of a central control circuit in an electronic telephone exchange. — Simulated square loop crosspoint for dimond ring stores.

SCANNERS AND MISCELLANEOUS DEVICES

Design of a trial model of line connector. — Modifiable routing translator. — Junctors and scanner in Artemis project. — Large electronic exchanges (REX) circuit features. — Information processing for the central control unit of an electronic exchange.

TECHNOLOGY

Constructional design of switching systems and its change due to the introduction of miniaturized components. — Testing equipment in electronic switching. — Manufacture of N° 1 ESS. — Reed group selector equipment design problems. — Alex telephone exchange equipment practice. — D.S.U. Equipment practice for telecommunications. — Apparatus practice for generalized reed electronic exchange system.

PROGRAMMING

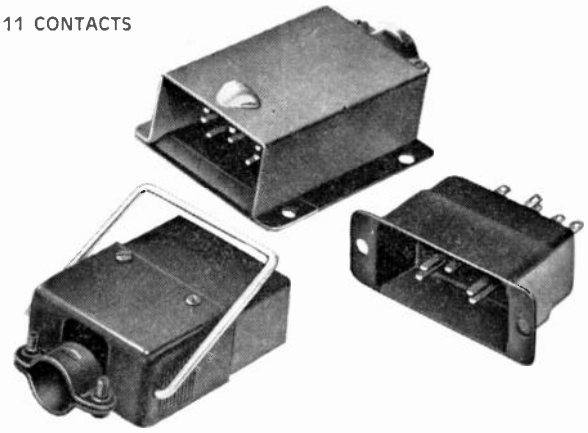
Control system programming for large electronic exchanges. — DS 3 system programming and reliability. — Organization of the Ake stored program. — Programmation of an experimental control unit of a low capacity. — Programming of the Artemis exchange. — Programming and operating of electronic switching systems.

MATHEMATICAL THEORY AND SYSTEM DESIGN EVALUATION

Multiple outputs circuits synthesis. — Considerations on asynchronous automata. — A cause limiting the capacity of a data transmission channel Computer applications in the design of switching systems. — The trunking and traffic principles of a generalized rex system. — State life times and control of a communication system. — Calculation of the length of the common waiting queue for a multiservice system. — Making multilayer boards with striplines and active device.

connecteurs multibroches

DE 2 A 11 CONTACTS



RAPY

Voyants lumineux • Connecteurs multibroches et circ imp. • Supports lampes et transistors • Passages isolants • Interrupteurs subminiatures

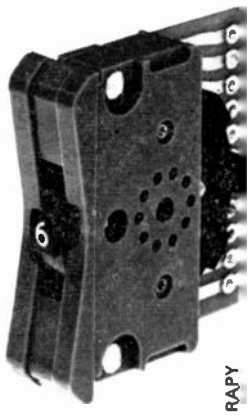
METOX 86, RUE VILLIERS DE L'ISLE ADAM, PARIS 20e 636.31.10

NSF

INTERRUPTEURS-INVERSEURS
(LICENCE CUTLER-HAMMER)

COMMUTATEURS ROTATIFS

COMMUTATEURS ROTATIFS à commande sur la tranche



RAPY

METOX IMPORTATION
71, RUE ORFILA, PARIS 20e - 636.31.10

Salon International des Composants Électroniques — Allée 9 — Stand 5

AXLAM 5

NOUVEAU CÂBLE COAXIAL

POUR DESCENTE D'ANTENNE DE TÉLÉVISION

BLINDAGE PAR LAMES

qui facilite le montage des connecteurs et évite les blessures des monteurs par les fils de tresse.
Ce câble répond à toutes les caractéristiques électriques du cahier des charges Télefix M5C.

TECHNIQUE THOMSON

AXLAM 5 AXLAM 5

THOMSON CFTH HOUSTON
FILS ET CÂBLES 78 à 82 av. Simon-Bolivar
75 PARIS 19e - Tél. 205-90-80

Salon International des Composants Électroniques
Allée 3 — Stand 99

---

une autre nouveauté .....

F.S. 44 EL
Pour fusibles 5 x 20.
A la fois voyant et porte-fusible, gain de place et de temps !

ÉTANCHE

russenberger
34, rue de Paradis - PARIS 10e - 770-58-54 +

décrit page 69 du catalogue n° 366

LARK 8

Salon International des Composants Électroniques
Allée G — Stand 75

ONDE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

47e ANNÉE - N° 482
MAI 1967
PRIX : 10 F

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Monitrice d'instruction Mitsi 2022 SINTRA

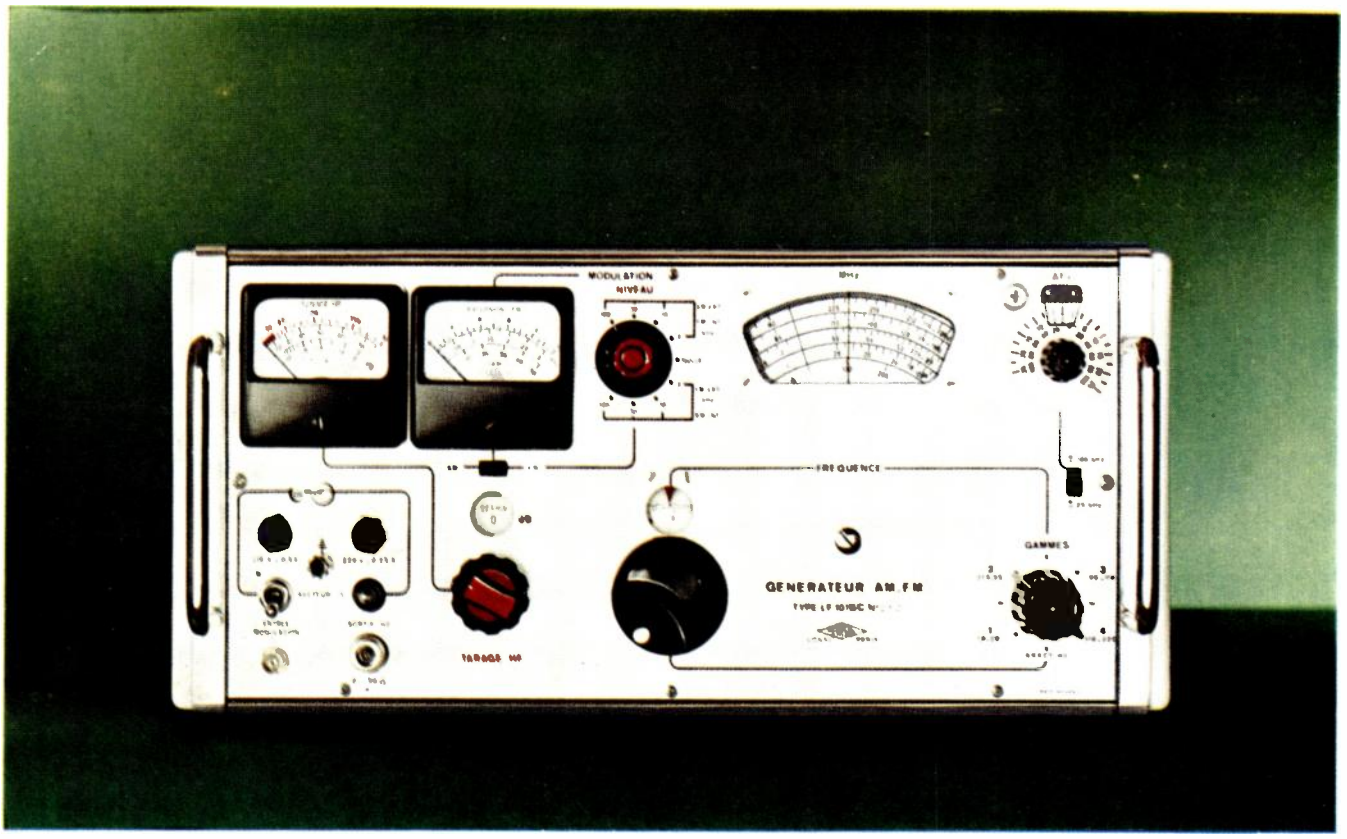
■

Numéro spécial

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT

EN FRANCE



nouveau générateur AM-FM 1,8 à 220 MHz

4 GAMMES
D'EXCURSION
DE FRÉQUENCE
3-10-30-100 kHz

TYPE LF 101 C

FERISOL

- **PLAGE DE FRÉQUENCE :**
  1,8 à 220 MHz en 4 gammes
- **RÉGLAGE "FIN" Δ F :**
  0 25 kHz et 0 100 kHz
- **STABILITÉ DE FRÉQUENCE :** 5.10-
- **FRÉQUENCES DE MODULATION :**
  — 1000 Hz en interne
  — 30 Hz à 100 kHz en externe
- **NIVEAU DE SORTIE :**
  1 mW 50 Ω - Atténuateur calibré et continu de 0 à - 130 dB
- **MODULATION AM :**
  0 à 50 % avec fréquence de modulation de 1 000 Hz en interne et 30 Hz à 20 kHz en externe
- **POSSIBILITÉ de MODULATIONS AM et FM SUPERPOSÉES**

étude
mise au point,
maintenance...

- **radiotéléphonie**
- **télémesure**
- **antennes**
- **filtres, etc...**

en AM et FM

photos DOMENACH

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE - INGENIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Societe Anonyme
au Capital de 5 250.000 F
18, AVENUE P.-V.-COUTURIER - 78-TRAPPES
Telephone 923 08.00
Telex 25.705
Câble FERITRAPPES (France)

DELEGATION REGIONALE
281, ROUTE D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - Tél. : 42-11-88

Notice et prix franco sur demande

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, PARIS 6 — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S. F. E. R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

La monitrice audiovisuelle SINTRA, qui constitue ce qu'il y a de plus perfectionné, sera présentée en fonctionnement au 27e Salon de l'Aéronautique et de l'Espace, stand 210, hall C. Voir l'article de M. E. DIUZET, page 686.

SINTRA
26, rue Malakoff, 92-Asnières tél. GRE 69-80

47e année — Mai 1967 — 10 F

N° 482

Numéro spécial sur

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

et

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT

EN FRANCE

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M I.J. MATRAS Ingénieur Général des Télécommunications

Président désigné pour 1968

M A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM E ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.)
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications.

Commissaires aux Comptes

MM.
J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à l'O.R.T.F.
R. WAHL. Directeur à la Société Intertechnique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur à la C.G.E.I. Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W
Cl. DUCOT, Directeur Technique Adjoint aux LEP
Ch. DUFOUR, Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

M. BOUIX, Professeur à la Faculté des Sciences de Rouen.
P. CHIQUET, Directeur de la Division Equipements au Sol du C.N.E.S.
J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications. Ingénieur à la C.F.T.H.
J. CSECH, Directeur du Groupement Automatisme de la CITEC.
B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
M. DOIREAU, Chef du Département d'Electronique Générale au C.E.N. - Saclay.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.F.R.S.

M. BERNARD, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
J.-P. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny.
D. COULMY, Ingénieur en Chef des Télécommunications d'Armement.
J. DELVAUX, Ingénieur en chef à la C.F.T.H.-H.B.
G. HANSEN, Directeur du Centre Technique UER - Bruxelles.
B. KARAFAKIOGLU, Professeur Université Technique d'Istambul.
J. LE MEZEC, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
A. SORBA, Attaché de Direction à l'E.S.E.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement, Formation et perfectionnement des Ingenieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Etudes scientifiques générales	M M. BERNARD	M. J P NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M Cl. DUGAS	M. G PARICARD
4	Tubes électroniques	M G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants electroniques	M. F DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique Enregistrement des sons	M G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M J DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M D COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. GAUDFERNAU	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SOMMAIRE

Préface. P. AIGRAIN 567

Avant-Propos. Charles DUFOUR 568

L'enseignement de l'électronique en France

A) STRUCTURE ET ÉVOLUTION

Structure générale - Tableau d'ensemble 569
L'électronique dans les IUT 571
Le club des professeurs d'électronique. La maîtrise EEA 577
Les grandes écoles d'ingénieurs 579
Le recyclage en électronique 581

B) TENDANCES NOUVELLES

Aspects pédagogiques de l'enseignement de base

Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors
J. FAGOT 587

Des tripôles relais comme circuits actifs (ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors)
M. BUYLE-BODIN 594

Méthode pédagogique adaptée à l'enseignement technique supérieur dans une grande société d'électronique
J. ORTUSI 606

Aspects expérimentaux

Une calculatrice de démonstration à usage didactique
G. HEBENSTREIT 617

L'enseignement des techniques numériques et de traitement de l'information
V. CORDONNIER 620

Emploi de maquettes didactiques
M. FONTAINE et M. NICOLE 624

Les cours d'électronique par correspondance à l'Electricité et au Gaz de France
M. CHAPUY 626

Moyens audio-visuels et enseignement programmé

L'enseignement programmé de l'électronique
A. KIRCHBERGER 628

Une expérience de l'ORTF en matière d'éducation professionnelle des adultes. Les cours professionnels télévisés
M. KÉVORKIAN 630

L'apport des films dans l'enseignement de l'électronique
P. PACI 635

Electronique et micromécanique

Pour un dialogue mécaniciens électroniciens
P. MESNAGE 638

L'électronique au service de l'enseignement en France

Généralités

Réflexions sur les apports de l'électronique à l'enseignement
M. NOZIÈRES 644

Moyens audio-visuels

Pédagogie et télévision
R. PONTILLON 646

L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement
M. PAGES 648

Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur. Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers. J. GAULTIER 650

Deux ans d'expérience de cours télévisés dans une entreprise
G. VASSALO 655

La polyvision
M. SOLLIMA 659

Documentation

Un système de documentation automatique à l'échelle européenne
R. DUBON 663

L'effort français dans le domaine des machines à enseigner

Un des apports de l'électronique à l'enseignement. Les machines à enseigner
A. KIRCHBERGER 669

Une nouvelle génération de machines pédagogiques
H. SOUBIÈS-CAMY 671

Dispositif électronique d'aide à l'enseignement
J. BORNE 682

Une machine à enseigner adaptative. La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle. (Mitsi)
E.J. DIUZET 686

Les calculateurs dans l'enseignement
J.L. MOREUIL 691

Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur
P. SOULIER 698

Divers

L'aide de l'électronique aux handicapés physiques
E. WEYGAND 701

Informations 706

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

10, avenue Pierre-Larousse — 92 - MALAKOFF (FRANCE) - Tél. 253-04-16

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, fondée en 1922, a pour but :

— de contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;
— d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Dans ce but, la S.F.E.R. :

— organise des réunions générales et des visites techniques,
— a créé 12 sections d'études, spécialisées dans les différents domaines de son activité, qui tiennent des demi-journées d'études et des séances de fin de journées,
— s'est décentralisée en fondant des groupes régionaux : Bourgogne, Bretagne, Est, Grenoble, Lyon, Marseille, Nord et Toulouse-Midi-Pyrénées,
— organise ou patronne des congrès, des colloques scientifiques internationaux,
— publie une revue mensuelle : l'ONDE ELECTRIQUE,
— édite un annuaire dans lequel on trouve les statuts de la Société et la liste de ses membres,
— a fondé le Prix de la S.F.E.R. Henri ABRAHAM.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers résidant en France, âgés de moins de 25 ans en cours d'études	20 F
Particuliers résidant à l'étranger, 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers résidant à l'étranger, âgés de moins de 25 ans en cours d'études, 20 F + 5 F pour frais postaux.	25 F
Sociétés ou Collectivités	200 F, 500 F ou 1 000 F au gré de la société ou collectivité

Règlement à effectuer :

— par chèque bancaire à l'ordre de la S.F.E.R.,
— ou de préférence au C.C.P. Paris 697-38.

ADMISSION

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° - adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;
2° - être agréé par le Bureau de la Société.

Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscription à certaines Sociétés, recommandation de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

DEMANDE D'ADMISSION

à faire parvenir à la S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse - 92-MALAKOFF

accompagnée du montant de la cotisation

Je soussigné (nom et prénoms).....

né le ..... *à* ..... *de nationalité*

présenté par :

M. ... *et M.* ...

adresse *adresse*

....

Signature *Signature*

demande à devenir membre de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens à compter du 1er janvier 196.... *(année en cours ou année prochaine).*

Versement joint ..... *F* ....., *le* ..... 196...

Signature

Adresse personnelle (1) *Tél.*

Titres et fonctions .....

Adresse professionnelle *Tél.*

(1) Pour l'envoi de l'Onde Electrique et des convocations aux réunions.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ENSEIGNEMENT SCOLAIRE ET POST-SCOLAIRE ★ ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

STRUCTURE ET EVOLUTION DE L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 569 à 586).

La première partie de ce numéro spécial est constituée par un ensemble d'informations concernant la structure et l'évolution de l'Enseignement de l'Electronique en France.

Après un tableau général donnant sous une forme synoptique la structure des enseignements scolaires et post-scolaires en tenant compte de la réforme en cours, un exposé plus détaillé précise la place des Instituts Universitaires de Technologie, leur doctrine et la création de leurs départements d'Electronique.

Un autre point important de la Réforme est la création d'une nouvelle maîtrise : « Electronique-Electrotechnique Automatique » dans le cadre du second cycle de certaines Facultés des Sciences.

Après un bref exposé sur les écoles d'Ingénieurs, les travaux du Comité Consultatif sur le recyclage en Electronique sont évoqués.

ENSEIGNEMENT ★ TRANSISTOR ★ TUBE A VIDE ★ PÉDAGOGIE

UN PROBLÈME PÉDAGOGIQUE : L'UNIFICATION DES ENSEIGNEMENTS SUR LES TUBES A VIDE ET LES TRANSISTORS, par J. FAGOT. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 587 à 594).

L'auteur montre la simplification qui peut résulter d'un exposé « parallèle » des problèmes liés à l'emploi des éléments actifs, qu'ils soient les tubes à vide ou les transistors.

Grâce aux analogies qu'on peut trouver, on peut ainsi traiter de front tous les chapitres de cet enseignement qui sont principalement les suivants :

Montage de base, courbes caractéristiques, équations linéaires et schémas équivalents pour les petits signaux, utilisation BF et HF (amplification), contre-réaction, oscillations (sinusoïdales et de relaxation).

On montre que les utilisations des tubes à vide ont encore, dans le domaine des puissances élevées, une grande vitalité, et on fait mention de l'introduction actuelle des transistors à effet de champ qui présentent des analogies certaines avec les tubes à vide.

TRIPOLES-RELAIS ★ CIRCUITS ACTIFS ★ UNITÉ TUBES ET TRANSISTORS ★ STRUCTURE ÉNERGÉTIQUE DES RELAIS

DES TRIPOLES-RELAIS COMME CIRCUITS ACTIFS, par M. BUYLE-BODIN. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 594 à 606).

Tout dispositif amplificateur utilise essentiellement un relais commandant le transfert d'énergie d'un réservoir vers une charge. Du bilan énergétique on déduit les schémas quadripôlaires ou dipôlaires utiles ainsi que les relations caractéristiques des « bons » relais.

Ces relations appliquées aux tripôles démontrent l'unité fonctionnelle des tubes, transistors, etc., et permettent d'en justifier théoriquement les montages usuels et leurs propriétés relatives.

CALCULATRICE ÉLECTRONIQUE ★ ENSEIGNEMENT ★ LOGIQUE ★ CIRCUITS SÉQUENTIELS

UNE CALCULATRICE DE DÉMONSTRATION A USAGE DIDACTIQUE, par J. HEBENSTREIT. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 617 à 620).

On décrit une calculatrice de démonstration réalisée au Centre de Calcul de l'ESE à des fins pédagogiques. L'appareil comporte 4 registres à bascules : un registre d'instruction, un registre d'entrée des données, un registre de garage et un accumulateur, ces 3 derniers étant décalables à droite d'un nombre quelconque de positions. L'ensemble du schéma logique est représenté sur la platine avant et les diverses fonctions logiques (horloge, décodage, autorisation et inhibition, opérations) ainsi que les contenus des registres, sont visualisés par des voyants colorés. Le code opération comporte 14 instructions de base dont certaines peuvent être rendues conditionnelles. Deux modes d'exécution des instructions sont prévus : pas à pas et automatique, l'ensemble est réalisé en circuits intégrés.

PÉDAGOGIE ★ FORMATION PROFESSIONNELLE ★ SYNTHÈSE ★ CIRCUITS INTÉGRÉS

MÉTHODE PÉDAGOGIQUE ADAPTÉE A L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE SUPÉRIEUR DANS UNE GRANDE SOCIÉTÉ D'ÉLECTRONIQUE, par J. ORTUSI. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 606 à 616).

L'auteur expose une méthode pédagogique formant la base d'un Cours d'Ingénieurs d'Etude CSF, conçu dans le cadre de la Formation Professionnelle Supérieure. Le domaine est limité à l'étude des circuits actifs et passifs mais sous l'aspect évolutif et moderne et en cherchant avant tout l'automatisme du raisonnement.

Les mathématiques modernes et l'analyse matricielle classique (tensions et courants) ou moderne (ondes incidentes et transmises) sont présentées avec le souci d'aboutir à une conception claire et générale des méthodes nouvelles de synthèse des circuits actifs dues au développement massif des circuits intégrés où l'expérience ne permet pas de pallier les aléas d'une synthèse mal engagée. Les lignes de force de la méthode sont : la normalisation des éléments, la théorie des pôles et des zéros (fonctions analytiques réelles), l'extension de la notion des sources, la théorie optique des réseaux électriques et la notion de transistor normal à schéma simplifié et intégrable. L'emploi exclusif de la fonction de transfert $H(s)$ conduit à une étude simultanée des régimes sinusoïdaux et transitoires ainsi que des propriétés actives et passives des circuits.

Cette méthode pédagogique entraîne une réduction considérable, un automatisme absolu du calcul très important pour la catégorie d'élèves intéressée.

ENSEIGNEMENT ★ TRAITEMENT DE L'INFORMATION ★ LOGIQUE BOOLEENNE

L'ENSEIGNEMENT DES TECHNIQUES NUMÉRIQUES ET DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION, par V. CORDONNIER. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 620 à 624).

Les techniques mises en œuvre à propos du traitement de l'information font appel à des compétences qui vont de l'électronique aux mathématiques appliquées.

Ce que l'on appelle la conception de machines emprunte à l'électronique presque tous ses outils. Il est donc normal qu'une école d'ingénieurs électroniciens fasse déboucher un enseignement de technologie sur celui de la structure des machines. L'ISEN a tenté de définir un enseignement basé en grosse partie sur des travaux pratiques en laboratoire. A cette fin, la réalisation de matériels spécifiquement pédagogiques a été entreprise.

Un ordinateur conçu en vue de l'enseignement mais néanmoins universel représente l'élément le plus important. On décrit ses caractéristiques et ses applications à la formation des ingénieurs.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

INSTRUCTION ★ TRANSISTOR ★ VACUUM TUBE ★ TEACHING ★

A TEACHING PROBLEM : THE UNIFICATION OF INSTRUCTIONS ON VACUUM TUBES AND TRANSISTORS, by J. Fagot. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 587 to 594).

The writer shows the simplification which can result from an explanation on parallel lines of the problems concerned in the use of either vacuum tubes or transistors.

Because of the analogies which can be found, one can deal straightforwardly with all the parts of this kind of instruction, are principally the following :

Base mounting, characteristic curves, linear equations and equivalent circuits for small signals, low frequency and high frequency use in amplification, feed-back, oscillations (sinusoidal and relaxation).

It is shown that use of vacuum tubes is still very important in the field of high power ; and mention is made of the current introduction of field effect transistors which present very clear analogies with vacuum tubes.

ELECTRONIC COMPUTER ★ TEACHING ★ LOGIC ★ SEQUENTIAL CIRCUITS

A DEMONSTRATION COMPUTER FOR TEACHING USE, by J. Hebenstreit. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 617 to 620).

An account is given of a computer for teaching use designed at the Centre de Calcul de l'ESE. The equipment contains four stores : an instruction store, a data recording store, a resting store, and an accumulator, these last three being capable of being used in various ways. The entire logic circuit is set out on a display in the front and the various logic functions (timing, decoding, go and no-go, and operation), as well as the content of the stores, are indicated by coloured visual displays. The operating code consists of 14 basic instructions, among which some can be made conditional. Two methods of carrying out the instructions are provided, these being step by step and automatic. The assembly is made up of integrated circuits.

TEACHING ★ DATA TREATMENT ★ BOOLIAN LOGIC

THE TEACHING OF NUMERICAL TECHNIQUES AND DATA TREATMENT, by V. Cordonnier. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 620 to 624).

The techniques required in the treatment of data call for abilities which range from electronics to applied mathematics.

What may be called the machine conception owes practically all its aspects to electronics. It is therefore to be expected that a school of electronic engineering should bring out a teaching mechanism related to machine structure. The ISEN has tried to define a teaching method based substantially on practical work in the laboratory. For this purpose the design of specifically tutorial material has been undertaken.

A unit designed for the purpose of teaching but nevertheless universal, represents the most important element. A description is given of its characteristics and of its application in the formation of engineers.

TUTORIAL AND POST-TUTORIAL COURSES ★ ELECTRONIC TEACHING

STRUCTURE AND DEVELOPMENT OF TEACHING IN ELECTRONICS. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 569 to 586).

The first part of this special edition is made up by a collection of information concerning the make-up and development of electronic teaching in France. Following a general table wich sets out in a summarised manner the make-up of the tutorial and post-tutorial courses and taking into account the revision at present in progress, a more detailed account explains the part played by the Instituts Universitaires de Technologie, their policy, and the make-up of their electronic departments.

Another important point in the reorganisation is the creation of a new subject called « Automatic electronics and electrotechniques », within the framework of the second part of certain Science Faculties.

After a brief account of the engineering schools there is a reference to the work of the consultative committee on the organisation of teaching in electronics.

TRIPOLAR-RELAYS ★ ACTIVE CIRCUITS ★ UNITY OF TUBES AND TRANSISTORS ★ ENERGY SCHEMES OF RELAYS

ON TRIPOLAR RELAYS AS ACTIVE CIRCUITS, by M. Buyle-Bodin. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 594 to 606).

The basic element of any amplifier is a relay which controls the energy flow from tank to load. As consequences of energy balance, useful quadripolar or dipolar schemes are deduced, together with the specific relations of « good » relays.

Applied to the case of tripolar components, these relations demonstrate the functionnal unity of tubes, transistors, etc., and justify theoretically the actual configurations and their related properties.

TEACHING ★ PROFESSIONAL ORGANISATION ★ MAKE-UP ★ INTEGRAL CIRCUITS

TUTORIAL METHOD ADAPTED TO ENSEIGNEMENT TECHNIQUE SUPERIEUR IN A BIG COMPANY, by J. Ortusi. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 606 to 616).

The writer explains a tutorial method which provides the base of an engineering study course developed within the framework of the Formation Professionnelle Supérieure. The field is limited to the study of active and passive circuits but concerns itself with the most developing and most modern of these, seeking above all the automation of the reasoning.

Modern mathematics and matrix analysis, either of the conventional kind (voltages and currents) or of the modern kind (incident and transmitted waves), are explained with the intention of leading towards a clear and general understanding of new methods of synthesising active circuits due to the large-scale development of integrated circuits where experience makes it impossible to excuse the uncertainties of a badly organised synthesis. The bases of the method are : the standardization of the elements, the theory of poles and of zeros (real analytic functions), the extension of the idea of sources, the optical theory of electrical networks and the concept of a standard transistor of simplified and integratable circuit. The exclusive use of the transfer function $H(s)$ leads to a simultaneous extension of sinusoidal regimes and transitory regimes as well as the active passive characteristics of circuits.

This method of teaching results in a substantial reduction of calculated work and provides an absolute automatism of it which is very important for the kind of pupils concerned.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

PÉDAGOGIE DE L'ELECTRONIQUE ★ SYSTÈME AUDIO-VISUEL

ASPECT EXPÉRIMENTAL DE L'ENSEIGNEMENT DE L'ELECTRONIQUE : L'EMPLOI DE MAQUETTES DIDACTIQUES, par M. FONTAINE et M. NICOLE. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 624 à 626).

L'enseignement classique de la physique prévoit toujours un certain nombre d'expériences réalisées durant le cours par le professeur. En électronique il est assez difficile d'étoffer un cours théorique de telles expérimentations si l'on ne dispose pas d'un matériel approprié. Ce matériel doit être étudié spécialement et répondre à nombre de besoins créés par l'importance même d'une salle de classe. Dans ce domaine il est évidemment nécessaire de satisfaire à des conditions de robustesse, de souplesse d'utilisation, de visibilité. « Le moniteur électronique » semble constituer un moyen d'enseignement particulièrement adapté pour le professeur. Il permet de montrer aux élèves, en même temps le schéma théorique et son fonctionnement réel. Son implantation dans l'enseignement technique a déjà donné des résultats très encourageants et l'emploi d'un matériel de ce type semble devoir être rapidement généralisé.

ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ DE L'ÉLECTRONIQUE ★ COURS PROGRAMMÉS ★ ARMÉE DE L'AIR ★ FORMATION PROFESSIONNELLE ★ PROMOTION SOCIALE

L'ENSEIGNEMENT PROGRAMME DE L'ELECTRONIQUE, par A. KIRCHBERGER. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 628 à 630).

Déjà particulièrement développé dans des pays industrialisés comme les USA et l'URSS, l'enseignement programmé de l'électronique commence à prendre pied en France, par exemple dans l'Armée de l'Air et dans des entreprises de constructions de matériel électrique pour la promotion et le perfectionnement de leur personnel. Cet enseignement programmé doit s'appuyer sur des travaux pratiques, des manipulations à l'instar des maquettes et des simulateurs mis au point par ailleurs. Une liste des cours programmés français d'électronique est donnée en fin d'article.

COURS PROFESSIONNELS TÉLÉVISÉS ★ EDUCATION DES ADULTES

UNE EXPÉRIENCE DE L'ORTF EN MATIÈRE D'ÉDUCATION PROFESSIONNELLE DES ADULTES : LES COURS PROFESSIONNELS TÉLÉVISÉS, par M. KÉVORKIAN. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 630 à 634).

L'article décrit une expérience de cours professionnels télévisés *dont l'ORTF a pris l'initiative en 1964. Tout d'abord, le* contenu *du message télévisuel dépend autant du sujet que de la population à laquelle il s'adresse. Les dispositions à prendre dans la* préparation de l'émission *sont discutées. Une adaptation importante du texte écrit permet la visualisation commentée de différentes parties du cours.* L'enregistrement *de l'émission met en relief les facilités de communication du professeur ; le problème du* rythme *des informations est évoqué à ce sujet. Les* réactions du public *sont classées par catégorie. En conclusion, l'accent est mis sur l'intérêt de ce mode d'expression : l'action de la télévision permet une* sensibilisation *d'un public spécialisé. Sa* valeur démonstrative *est indéniable ; mais les recherches pour la mise au point de l'expression télévisuelle doivent se poursuivre.*

ÉLECTRONIQUE PAR CORRESPONDANCE

LES COURS PAR CORRESPONDANCE D'ÉLECTRONIQUE A ELECTRICITÉ DE FRANCE ET GAZ DE FRANCE, par M. CHAPUY. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 626 à 628).

Electricité de France et Gaz de France ont cherché à donner à leurs agents des connaissances en électronique générale leur permettant de s'adapter à l'évolution rapide des techniques nouvelles. C'est ainsi qu'ont été élaborés trois programmes d'études par correspondance chacun d'eux étant adapté aux besoins spécifiques d'un des niveaux fonctionnels : ingénieurs, techniciens, ouvrier qualifiés.

Chaque programme se décompose en un certain nombre de cycles correspondant chacun à une année scolaire et comportant des révisions et des compléments de mathématiques et d'électricité générale. Les devoirs écrits sont complétés par : des travaux pratiques à domicile — des stages dans les établissements scolaires d'EDF — GDF. Actuellement 485 agents sont inscrits à ces cours.

FILMS POUR L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

L'APPORT DU FILM DANS L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE, par P. PACI. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 635 à 637).

Le film est depuis longtemps un moyen d'illustrer le cours. Dans le domaine de l'électronique, l'étude d'un emploi plus approfondi des moyens audiovisuels, a donné naissance à un type de film complètement différent : le film de formation. A condition de répondre à un certain nombre de critères, il constitue un apport appréciable pour le professeur, en cours d'exposé.

L'évolution technique des systèmes de projection doit permettre dans l'avenir l'utilisation instantanée du film sans contrainte supplémentaire pour le professeur.

ELECTRONIQUE ★ MICROMÉCANIQUE ★ ENSEIGNEMENT

POUR UN DIALOGUE MÉCANICIENS-ÉLECTRONICIENS, par P. MESNAGE. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 638 à 643).

L'auteur expose la nécessité d'un échange entre ingénieurs en micromécanique et ingénieurs en électronique afin de créer mieux et davantage. Il donne en exemple les enseignements pratiqués à l'Ecole de Besançon.

ÉLECTRONIQUE ET ENSEIGNEMENT ★ TÉLÉVISION ÉDUCATIVE ★ DISPOSITIFS D'AIDE A L'ENSEIGNEMENT

RÉFLEXIONS SUR LES APPORTS DE L'ÉLECTRONIQUE A L'ENSEIGNEMENT, par H. NOZIÈRES. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 644 à 646).

La formation des hommes reste la clé du développement économique et de l'aptitude à la compétitivité d'une nation. L'évolution des pays industriels vers les loisirs plus abondants implique que s'accroisse le niveau moyen de la culture. L'instruction des jeunes et le perfectionnement des adultes requièrent la plus grande vigilance et ne peuvent souffrir aucun retard.

Aux besoins en formation de toute nature, l'Electronique apporte aujourd'hui ses immenses ressources. La gamme est infinie des moyens par lesquels elle peut venir à l'aide de l'enseignant et le rapprocher efficacement d'un plus grand nombre d'élèves facilitant ainsi un développement général de la connaissance.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

ELECTRONICS BY CORRESPONDENCE

CORRESPONDENCE COURSES IN ELECTRONICS FOR ELECTRICITE DE FRANCE AND GAZ DE FRANCE, by M. CHAPUY. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 626 to 628).

Electricité de France and Gaz de France wanted to give some of their employees tuition in general electronics which would allow them rapidly to pick up the development which is going on in new techniques. It is for this reason that there have been produced three correspondence courses, each of them being made suitable for specific needs at different operational levels, these being for engineers, technicians and craftsmen.

Each programme breaks down into a certain number of parts, each corresponding to a scholastic year and containing revisions and operations relating to mathematics and general electricity.

The written work is rounded off by pratical work at home : stages in the teaching establishments of EDF-GDF. At present 485 employees are engaged on these courses.

MOTION PICTURES FOR ELECTRONIC TEACHING

CONTRIBUTION OF MOTION PICTURE IN ELECTRONIC TEACHING, by P. PACI. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 635 to 637).

Motion picture is for a long time a mean to illustrate courses in the electronic field. Study of a more complete use of audio-visual means has created a kind of motion picture entirely different : formation motion picture. Following conditions to follow some criteria, it brings to the professor, during his course an appreciable help. The technical evolution of motion picture projector systems should be permitting in the future the immediate use of the film without any trouble for the professor.

ELECTRONIC ★ MICROMECHANIC ★ TEACHING

FOR A DISCUSSION BETWEEN MECHANIC AND ELECTRONIC ENGINEERS, by P. MESNAGE. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 638 to 643).

The author explains necessity of an exchange between micromechanic and electronic engineers in order to create better and more. He gives as example the teaching at Besançon School.

ELECTRONICS AND TEACHING ★ EDUCATIONAL TELEVISION ★ DEVICES HELPFUL IN TEACHING

REFLECTIONS ON THE CONTRIBUTION OF ELECTRONICS TO TEACHING, by H. NOZIÈRES. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 644 to 646).

The make-up of men remains the key to electronic development and the co-operative ability of a nation. The development of industrial countries towards more abundant leisure time implies a growth in the average level of culture. The instruction of young people and the further development of adults requires the greatest care and must not be delayed.

To all the other developing needs electronics now adds its immense resources. There is an infinite range of means by which it can help tuition and reach effectively a very large number of pupils, so assisting a general development in the level of knowledge.

THE TEACHING OF ELECTRONICS ★ AUDIO-VISUAL SYSTEM

EXPERIMENTAL ASPECT OF ELECTRONIC TEACHING : THE USE OF TEACHING MODELS, by M. FONTAINE and M. NICOLE. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 624 to 626).

The conventional teaching of physics always implies a certain number of experiments conducted during the course by the teacher. In electronics it is rather difficult to separate a theoretical course by such experiments if one does not have the appropriate equipment. This equipment must be specially developed and be suitable for the needs created by the size even of a classroom. In this field of operations it is obviously necessary to meet the needs of robustness, flexibility of use and visibility. The electronic monitor seems to provide a means of teaching particularly suitable for the teacher. It makes it possible to show to the pupils at the same moment the theoretical circuit and its real functioning. Its inclusion in technical teaching has already provided very encouraging results and the use of this kind of equipment seems likely rapidly to become widespread.

PROGRAMMED TEACHING OF ELECTRONICS ★ PROGRAMMED COURSES ★ AIR FORCE ★ PROFESSIONAL ORGANISATIONS ★ SOCIAL PROMOTION

TEACHING PROGRAMME OF ELECTRONICS, by A. KIRCHBERGER. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 628 to 630).

The programmed teaching of electronics, which is already well developed in industrialised countries like the US and USSR, is beginning to take root in France, in for example the Air Force and in businesses concerned with the construction of electrical equipment, in each case for the improvement and assistance of their staff. This programmed teaching can be based on practical work. A list of French electronic programmed courses is given at the end of the article.

TELEVISION PROFESSIONAL COURSES ★ ADULT EDUCATION

AN ORTF EXPERIENCE ABOUT PROFESSIONAL ADULT COURSES : PROFESSIONAL TELEVISION COURSES, by M. KEVORKIAN. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 630 to 634).

This paper describes a professional television courses experience developped by ORTF during 1964. At first, the television message contents depends as much on the matter, as on the population destinated to receive it. The preparation of the broadcasting arrangements are discussed. An important adaptation of the course. Brodcasting record points out the professor's understanding easiness. The information rythm problem is evoked on this matter. Public reaction are classified by category. In conclusion, interest of this expression kind is pointed out : television action allows a specialised public sensitiveness. Its demonstrative importance is undeniable ; but researches for television expression perfection must be continued.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

EXPLOITATION ★ PROBLÈMES AUDIO-VISUELS DE LA PÉDAGOGIE

PÉDAGOGIE ET TÉLÉVISION, par R. Pontillon. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 646 à 647).

Ramenés à deux cas fondamentaux, les problèmes audio-visuels posés aux pédagogues sont essentiellement :

la transmission à distance d'images directes ,

la centralisation d'images de sources différentes en un seul point d'observation, l'information de complément pouvant, résulter de l'intervention de moyens auxiliaires (télécinéma, passe-vues, télémicroscopie, télémacroscopie etc.).

C'est à la satisfaction de ces besoins, que la Télévision apporte une solution plus simple, plus complète.

Les mérites spécifiques du Télé-Enseignement à distance, nous les verrons dans la satisfaction de trois ordres de besoins :

1) Pour guider les élèves isolés, 2) aider les maîtres et professeurs à actualiser leurs connaissances, 3) répondre, au problème de la formation des adultes, par la promotion sociale, et ultérieurement, par l'Education permanente.

COURS PROFESSIONNELS TÉLÉVISÉS ★ ÉDUCATION PERMANENTE

DIFFUSION DES COURS PAR TÉLÉVISION AU NIVEAU DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR. EXPÉRIENCES RÉALISÉES AU CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET MÉTIERS, par J. Gaultier. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 650 à 655).

Poursuivant sa tâche de promotion sociale supérieure, le Conservatoire National des Arts et Métiers télévise certains cours fondamentaux.

Un réseau « point à point » transmet quatorze heures de cours par semaine dans la région parisienne : les émetteurs de la 2e chaîne ORTF de Paris et Lille, en diffusent cinq.

Dans vingt-trois centres de réception collective (26 salles équipées), des assistants accueillent les étudiants et dirigent des séances d'exercices.

Les résultats pédagogiques, l'intérêt suscité par les expériences du CNAM montrent que la télévision peut généraliser la promotion supérieure et jeter les bases d'une éducation permanente.

ENSEIGNEMENT ★ CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET MÉTIERS ★ COURS TÉLÉVISÉS ★ PROMOTION SOCIALE

DEUX ANS D'EXPÉRIENCE DE COURS TÉLÉVISÉS DANS UNE ENTREPRISE, par G. Vassalo L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 655 à 658).

Il s'agit d'une réalisation originale du Comité d'Etablissement de la Compagnie Bull-General Electric. Un centre de réception des cours télévisés du Conservatoire National des Arts et Métiers est installé au cœur même de l'entreprise. Il est ouvert au public, mais les employés de la firme représentent 40 % des inscrits. Après un exposé des motifs ayant conduit à cette installation, l'équipement est sommairement décrit. Des indications sont données sur le fonctionnement du centre et sur les résultats de l'année 1965-1966. L'opinion des élèves et des assistants sur cette pédagogie nouvelle est citée. Le succès tient aux liaisons se développant entre élèves, assistant et professeur.

ENSEIGNEMENT TÉLÉVISÉ ★ FORMATION PROFESSIONNELLE

L'UTILISATION DES MOYENS AUDIO-VISUELS DANS L'ENSEIGNEMENT, par P. Pagès. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 648 à 649).

L'auteur expose plusieurs domaines d'application de l'enseignement audio-visuel. La station de télé-enseignement de Dakar destinée a intéresser un grand nombre d'individus dispersés géographiquement. Les cours du Conservatoire National des Arts et Métiers permettant, par leur diffusion en différents points de la banlieue de Paris, à un nombre plus important de personnes d'assister aux cours du soir. Le réseau de TV en circuit fermé de la Faculté des Lettres permet de diffuser le même cours dans plusieurs salles de cours. Enfin il signale l'aide apportée par la télévision dans le domaine de l'enseignement.

ENSEIGNEMENT TÉLÉVISÉ ★ POLYVISION

LA POLYVISION, par M. Sollima, L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 659 à 663).

La polyvision est un procédé original de réception collective pour la télévision pédagogique, spécialement adapté aux salles de cours normales. Son principe consiste à suspendre les récepteurs au plafond, leur écran dirigé vers le bas et à munir chaque élève d'un miroir orientable lui permettant de voir commodément l'un des récepteurs. Les résultats obtenus en exploitation réelle montrent que la Polyvision apporte un progrès décisif dans l'enseignement par télévision.

DOCUMENTATION AUTOMATIQUE ★ DOCUMENTS SUR BANDES MAGNÉTIQUES ★ RECHERCHE DOCUMENTS ANCIENS ★ DIFFUSION DOCUMENTS NOUVEAUX ★ IMPRESSION RAPIDE DE RÉSUMÉS

UN SYSTÈME DE DOCUMENTATION AUTOMATIQUE A L'ÉCHELLE EUROPÉENNE, par R. Dubon. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 663 à 668).

Le Centre IBM Européen de Documentation Automatique, situé à La Gaude, offre un service de dissémination sélective d'information et de recherche rétrospective pour toute la communauté technique de la Cie IBM en Europe. Un système d'ordinateurs 7090/1401 lit les documents enregistrés sur bandes magnétiques à la vitesse de 120 000 mots/minute et imprime des listes de résumés de documents à 700 lignes/minute aussi bien pour les recherches rétrospectives que pour l'abonnement aux nouveaux documents publiés tous les mois. Des cartes-réponse perforées sont envoyées au personnel IBM qui peut ainsi commander ces documents auprès de sa bibliothèque locale.

MACHINE A ENSEIGNER ★ SYSTÈME COLLECTIF DE RÉPONSE (OU D'INTERROGATION) ★ MACHINE INDIVIDUELLE ★ ORDINATEUR (POUR L'ENSEIGNEMENT)

UN DES APPORTS DE L'ÉLECTRONIQUE A L'ENSEIGNEMENT — LES MACHINES A ENSEIGNER, par A. Kirchberger. L'Onde Electrique MAI 1967 (pp. 669 à 670).

Le développement des machines à enseigner s'inscrit tout naturellement dans une organisation rationnelle de la didactique ; elles ont pour fonction d'alléger le travail de l'enseignant, par exemple en prenant en charge la révision, la fixation et le contrôle des connaissances. Le schéma de fonctionnement de ces dispositifs reprend trait pour trait le déroulement de l'action pédagogique. Trois systèmes paraissent significatifs à cet égard : les systèmes collectifs de réponses, les machines individuelles hautement perfectionnées, les ordinateurs.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

TELEVISION TEACHING ★ PROFESSIONAL FORMATION

USING OF AUDIO VISUAL MEANS IN TEACHING, by P. Pagès. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 648 to 649).

The author explains several fields of application of audio visual teaching. The Dakar television teaching station created to interest a great number of people, geographically spread. The Conservatoire National des Arts et Métiers courses allowing by their diffusion in different points of the Paris suburbs for a more important number of people to follow the evening classes. The Faculté des Lettres closed TV network allows diffusion of the same course in several class-rooms. Finally he points out help given by television in the teaching field.

TELEVISED TUITION ★ POLYVISION

POLYVISION, by M. Sollima. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 659 to 663).

Polyvision is a new method of collective reception for tutorial television specially designed for normal lecture rooms. Its basis consists of suspending the receivers on a platform with their screen inclined downwards and providing for each pupil an orientable mirror allowing him to see one of the receivers conveniently. The results obtained in practical use show that Polyvision provides an important advance in teaching by television.

TECHNICAL INFORMATION CENTER ★ TAPE RECORDED DATA ★ RETROSPECTIVE SEARCHING ★ CURRENT INFORMATION DIFFUSION

AUTOMATIC INFORMATION SYSTEM, by R. Dubon. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 663 to 668).

The IBM's European Technical Information Center offers a centralized and computerized in-house information Retrieval and Dissemination System for IBM's scientific and technological personnel in Europe. The system uses an IBM 1401 for input/output and an IBM 7090 for searching approximately 120 000 words/minute. The answers are printouts of the text which satisfy the question logic. The technique used at La Gaude for retrospective searching and for a Current Information Selection system is a Normal Text Information Retrieval System. With each abstrat the individual user receives a Port-a-Punch response card, the user returns the response card to his local European Technical library for processing.

TEACHING MACHINES ★ COLLECTIVE SYSTEM OF REPLY (OR OF QUESTIONING) ★ INDIVIDUAL MACHINE ★ NUMERICAL DEVICES FOR TEACHING

A CONTRIBUTION OF ELECTRONICS TO TEACHING — THE TEACHING MACHINES, by A. Kirchberger. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 669 to 670).

The development of teaching machines occurs naturally in teaching organisations. Their function is to lighten the work of the teacher, for example by taking charge of revision, repetition and the checking of information. The operating mechanisms of these devices follow step by step the sequence which occurs in the teaching process. Three systems seem significant in this respect, being collective reply systems, individual machines of a highly developed kind, and numerical devices.

EXPLOITATION ★ AUDIO-VISUAL PROBLEMS FOR THE TEACHER

TEACHING AND TELEVISION, by R. Pontillon. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 646 to 647).

Reduced to two fundamental points, the audio-visual problems set for teachers are essentially :

the transmission to a distance of live pictures,

the bringing together of images from different sources at a single point of observation, the information making up the story can come from the use of intermediate means (telecine, slides, telemicroscopes, etc.).

It is in meeting these needs, that television offers a very straigtforward and complete solution for teachers. It is the need which determines the manner of use.

As concerns the specific merits of teaching by television, they can be set out as meeting three kinds of need :

1) To guide isolated students ; 2) to help teachers to demonstrate their material ; 3) to cope with the problem of the further education of adults, and of course for full-scale education.

TELEVISION PROFESSIONNAL COURSES ★ PERMANENT EDUCATION

DISTRIBUTION OF INTERMEDIATE COURSES BY TELEVISION : EXPERIMENTS MADE BY THE CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS, by J. Gaultier. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 650 to 655).

As part of their programme, the Conservatoire National des Arts et Metiers puts out on television certain basic courses.

A « point to point » network distributes 40 course hours each week in the Paris area. Transmitters of the 2nd network of ORTF in Paris and Lille broadcast 5.

In 23 community reception centres having 26 equipped rooms, assistants look after the students and direct the exercice sessions.

The tutorial results and the interest aroused by the CNAM experiments show that television can be useful in this kind of field and provide the basis of a permanent education.

ÉDUCATION ★ CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET MÉTIERS ★ TELEVISION COURSES ★ SOCIAL PROMOTION

INSTRUCTIONAL TELEVISION. A TWO YEARS EXPERIENCE IN A BUSINESS CORPORATION, par G. Vassalo. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 655 to 658).

The present study is concerned with an original set-up of closed-circuit educational television by the Union Committee of Compagnie Bull-General Electric. A reception center for the courses televised from the Conservatoire National des Arts et Métiers in Paris has been installed in a main room of the Company. Although the public has unrestricted entry to this center, the employees of B-GE represent 40 % of the registrants.

After an account giving the motives which led to the introduction of television education, the equipment used is briefly described.

Some statements are made on the functioning and the objectives of the center and the results achieved for the period 1965/1966. The attitude of the students and assistant teachers toward this new educational method is mentioned.

The prospects of future success are subject to the development of a good cooperation between students, assistants and teachers.

WRH

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ ★ MACHINES PÉDAGOGIQUES ★ MOYENS AUDIO-VISUELS

UNE NOUVELLE GÉNÉRATION DE MACHINES PÉDAGOGIQUES, par H. Soubies-Camy. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 671 à 681).

L'expérience acquise dans le domaine de l'enseignement programmé montre qu'il est possible de répondre aux différents besoins en développant toute une gamme de machines pédagogiques (machines à apprendre, mais aussi machines à tester les connaissances), différant entre elles par le but à atteindre, les conditions d'utilisation et les possibilités financières tant des constructeurs que des utilisateurs.

Il est souhaitable, cependant, d'arriver à une certaine unité de conception. C'est cette préoccupation qui a dominé les recherches sur lesquelles on donnera ci-après quelques indications et que résument certains travaux récents tenant compte des exigences particulières de l'enseignement français.

On décrira successivement deux types de « machines à apprendre », le premier répondant à une conception modulaire applicable dans les cas où l'on se réserve la possibilité d'extensions futures et le second conçu en vue de l'utilisation conjuguée « a priori » des moyens audiovisuels.

CALCULATEURS ★ ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ

LES CALCULATEURS DANS L'ENSEIGNEMENT, par J.L. Moreuil. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 691 à 698).

L'inadaptation de l'enseignement aux besoins présents et futurs impose d'optimaliser l'acquisition et la transmission des connaissances. Dans le cadre de l'Enseignement Programmé, l'analyse du processus d'apprentissage a dégagé des procédures pédagogiques qui emploient des techniques nouvelles de présentation de la matière à enseigner et permettent de dispenser un enseignement plural, adapté à chaque individu. Par la multiplicité des fonctions qu'ils peuvent assurer, les calculateurs apportent une aide décisive à l'étude et à l'application rentable de ces nouvelles méthodes d'éducation, qui rendent au professeur son rôle essentiel de pédagogue.

ENSEIGNEMENT ★ ORDINATEURS ★ PROGRAMMATION

UNE EXPÉRIENCE D'ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ PAR ORDINATEUR, par P. Soulier. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 698 à 700).

La première expérience d'enseignement programmé réalisée à la Compagnie Internationale pour l'informatique sous l'égide de l'Institut Pédagogique National. Aperçus des problèmes de techniques de programmation posés, réalisations actuelles, perspectives.

DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE ★ INTERROGATION ★ ENREGISTREMENT DES RÉPONSES ★ ENSEIGNEMENT COLLECTIF ★ RECHERCHES PÉDAGOGIQUES ★ ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ

DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE D'AIDE A L'ENSEIGNEMENT, par J. Borne. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 682 à 685).

L'article contient la description d'un dispositif électronique d'interrogation et d'enregistrement des réponses permettant de contrôler et d'évaluer le comportement d'un groupe d'élèves tout en gardant la surveillance de chacun d'eux.

Ce dispositif, qui peut rendre de grands services dans le cadre de l'enseignement collectif, conserve les résultats sur bande imprimée et permet alors de procéder à de nombreuses expérimentations dont le dépouillement aidera les recherches pédagogiques entreprises dans le cadre de l'Enseignement programmé.

MACHINE INDIVIDUELLE AUDIO-VISUELLE JUGEANT RÉPONSES CONSTRUITES

LA MONITRICE D'INSTRUCTION TECHNIQUE ET SCIENTIFIQUE INDIVIDUELLE MITSI, par E.J. Diuzet. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 686 à 691).

Mitsi est une machine individuelle audio-visuelle. Elle juge des réponses construites en toute liberté par l'utilisateur. Elle admet des programmes ramifiés aussi nombreux et complexes que soient les embranchements.

Mitsi est destinée à vérifier et à renforcer l'acquisition des connaissances, mais elle peut aussi, moyennant une programmation convenable, être utilisée comme moyen d'enseignement proprement dit.

L'auteur expose la conception de la machine, explique son fonctionnement et indique le processus de réalisation des programmes. En conclusion, sont évoquées d'autres utilisations possibles de la machine et l'influence que ces méthodes nouvelles peuvent avoir sur les élèves et les enseignants.

AIDE DE L'ELECTRONIQUE ★ HANDICAPÉS PHYSIQUES

L'AIDE DE L'ÉLECTRONIQUE AUX HANDICAPÉS PHYSIQUES, par E. Weygand. L'Onde Electrique, MAI 1967 (pp. 701 à 705).

Les handicapés physiques et plus spécialement les aveugles ne doivent pas être considérés comme des êtres à part destinés à vivre dans un monde qui leur est propre, retranchés de la Société en restant seulement l'objet de sa compassion.

L'auteur se propose d'examiner les aides que peut apporter l'électronique pour les aider à surmonter les difficultés dues à leur état et pallier les carences provenant de l'absence de certains sens.

On s'est plus particulièrement attaché aux difficiles problèmes soulevés par les aveugles en rappelant les études et recherches faites au cours de ces dernières années pour le guidage, la lecture et l'adaptation d'appareils existants.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

ELECTRONIC DEVICE ★ INTERROGATION ★ RECORDING OF REPLIES ★ COLLECTIVE TEACHING ★ TUTORIAL RESEARCH ★ PROGRAMMED TEACHING

ELECTRONIC DEVICE TO ASSIST TEACHING, by J. BORNE. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 682 to 685).

The article contains a description of an electronic device for interrogation and for the recording of the replies, so making possible the monitoring and evaluation of the conduct of a group of students while looking after each of them separately. This device, which can be of great service in the field of collective teaching, stores the results on a printed tape and therefore makes it possible to carry on various experiments whose outcome will assist research in teaching undertaken within the framework of a tutorial programme.

A PERSONAL AUDIO-VISUAL MACHINE ASSESSING MADE-UP REPLIES

A DEVICE FOR PERSONAL, TECHNICAL AND SCIENTIFIC TEACHING CALLED MITSI, by E.J. DIUZET. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 686 to 691).

Mitsi is a particular audio-visual machine. It appraises the replies freely given by the user. It allows the use of programmes having as many complex branches as are necessary.

Mitsi is intended to test and to reinforce the acquisition of knowledge but it can also, by means of a suitable programme, be used as a mechanism for normal teaching. The writer explains the nature of the machine, explains how it operates, and indicates the method by which programmes are designed. In conclusion there are accounts of other uses which are possible for this machine and of the influence which these new machines can have on the pupils and their teachers.

ELECTRONIC AIDS ★ PHYSICAL HANDICAPS

ELECTRONIC AIDS FOR PHYSICAL HANDICAPS, by E. WEYGAND. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 701 to 705).

Those who are physically handicapped, and particularly the blind, need not be considered as being set aside destined to live in a world of their own, withdrawn from society and fit only for compassion.

The writer sets out to examine the help which can be given to them by electronics to overcome the difficulties of their condition and to soften the disadvantages arising from the absence of more senses.

The account is particularly concerned with the difficult problems overcome by the blind, with attention particularly to the research and design work carried out in the course of recent years for guiding, reading, and the adaptation of existing equipment.

PROGRAMMED TEACHING ★ PEDAGOGICAL MACHINES ★ AUDIOVISUAL MEANS

A NEW GENERATION OF TEACHING MACHINES, by H. SOUBIES-CAMY. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 671 to 681).

The experience acquired in the field of programmed teaching shows that it is possible to meet the different requirements through the development of a complete line of pedagogical machines (teaching machines, but also knowledge testing machines) differing in their purposes, their operating conditions and the financial possibilities both of manufacturers and users.

However it is desirable to reach a certain unity in design. It is this preoccupation that prevailed in the research on which are given some indications below, and which sums up some recent works taking into account the particular requirements of French education.

Two types of teaching machines will be described successively : the first machine, based on a modular design, for use in applications where future extensions are possible, and the second machine, designed for combined application « a priori » of audiovisual means.

COMPUTERS ★ PROGRAMMED TEACHING

COMPUTERS IN TEACHING, by J.L. MOREUIL. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 691 to 698).

Teaching inadaptation to the present and future needs request to optimalise acquisition and acquirements transmission. In the outline of the Programmed Teaching, learning process analysis pointed out pedagogic proceedings using new technics to present the learning matter and permitt to furnish a plural teaching shaped to anyone. By the multiplicity of their functions, computers bring decisive assistance for study and for a paying application of these new education methods giving back to the professor his essential pedagogical place.

TEACHING ★ COMPUTER ★ PROGRAMMING

A PILOT EXPERIENCE IN COMPUTER-PROGRAMMED INSTRUCTION, by P. SOULIER. L'Onde Electrique, MAY 1967 (pp. 698 to 700).

A report on the first computer-assisted instruction project to have been developed by the Compagnie Internationale pour l'Informatique under the sponsorship of the Institut National Pédagogique (National Institute for Pedagogical Sciences). An outline of existing problems in programming techniques, present achievements, prospects.

Préface

Pierre AIGRAIN

Directeur Général,
Directeur des Enseignements Supérieurs
au Ministère de l'Education Nationale

L'Onde Electrique s'est donné pour mission de faire connaître, grâce à ses numéros spéciaux, les grandes réalisations françaises dans le domaine de l'Electronique. Les volumes consacrés au réacteur EL3, au synchrotron Saturne, ou à l'accélérateur linéaire à électrons de la Faculté des Sciences d'Orsay constituent des exemples de mise au point, indispensables pour montrer le niveau atteint par la France dans la technique moderne. Mais c'est la première fois, que *l'Onde Electrique*, sous l'impulsion de l'actif président de la 1re Section de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens, Charles DUFOUR, présente une mise au point sur un autre aspect de l'électronique française, qui conditionne tous les autres : L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE. Comme n'importe quel autre aspect d'une technique, son enseignement doit être en incessante évolution pour tenir compte des progrès de la science et viser à mieux satisfaire les besoins de l'humanité en formant les cadres nécessaires à l'économie. Mais, pour choisir clairement l'orientation dans laquelle il convient de s'engager, il est opportun de faire le point des connaissances acquises. Un document tel que celui que j'ai l'honneur de préfacer contribuera efficacement à définir cette plateforme d'orientation.

En lisant les articles qui composent ce numéro, on est frappé par la diversité d'origine de leurs auteurs. Si les établissements d'enseignement supérieur sont représentés, la quasi-totalité des firmes industrielles le sont aussi. Cette symbiose Université-Industrie, qui a atteint son régime d'efficacité dans le domaine de la recherche commence à s'instaurer dans le domaine de l'Enseignement. C'est la condition essentielle pour la mise en place d'un enseignement supérieur de la technologie, qui soit à la fois un enseignement de formation et de culture, et un enseignement qui se maintienne à la pointe du progrès. Il importe que les professeurs des enseignements supérieurs de la technologie consacrent une part de leur activité à des recherches appliquées, leur permettant des contacts avec le monde industriel. Réciproquement, il convient que les ingénieurs de l'industrie puissent consacrer une partie de leur activité à des tâches enseignantes. L'Université assouplit actuellement ses règles de recrutement pour permettre cette indispensable interpénétration.

Il est un second point qui se dégage de la lecture de ce numéro, c'est l'importance du travail accompli par les groupes de spécialistes soucieux d'assurer l'avenir par un enseignement efficace.

Certains de ces groupes, tel celui qui a réfléchi aux problèmes posés par l'enseignement de l'électronique dans les Instituts Universitaires de Technologie, ont reçu la consécration officielle d'un arrêté ministériel. D'autres, tel le « Club des enseignants de l'électronique », animé par Pierre Grivet, sont des organismes « unformal » dont l'existence prouve la volonté d'effectuer une œuvre commune. Les rapports qui émanent de ces groupes de travail, et tout particulièrement les programmes d'enseignement, sont des documents irremplaçables pour la Direction des Enseignements Supérieurs : grâce à l'action de ces commissions, la réforme des enseignements de l'électronique sera une œuvre collective, ce qui est le meilleur garant de son succès.

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT

EN FRANCE

Avant-propos

Charles DUFOUR

Président de la 1re Section de la S.F.E.R.

L'idée d'un Numéro Spécial de *l'Onde Electrique* sur l'Enseignement date de plusieurs années, non seulement parce que l'Electronique occupe une place de plus en plus importante dans notre enseignement, reflet des besoins croissants en techniciens, techniciens supérieurs et ingénieurs dans cette branche de l'industrie, mais encore parce que l'évolution rapide des technologies de base au niveau des composants ou des sous-ensembles pose des problèmes pédagogiques nouveaux. La simple juxtaposition d'articles concernant la pédagogie ne permettait certes pas de donner matière à un numéro complet particulier et c'est la mise en place de la Réforme de l'Enseignement Supérieur, dès octobre 1967, qui nous a conduits à décider la parution, pour le mois de mai, d'un ensemble de publications en élargissant notablement notre conception initiale.

C'est ainsi que nous avons envisagé deux grandes divisions distinctes :

— l'Enseignement de l'Electronique ;

— l'Electronique au service de l'Enseignement.

Nous avons jugé utile, dans la première de ces divisions de donner un certain nombre d'informations récentes permettant de mieux situer la Réforme et son impact sur l'Electronique dans le cadre d'ensemble de formations actuellement existantes dans ce domaine, en insistant particulièrement sur les nouvelles structures de l'Enseignement Supérieur : Instituts Universitaires de Technologie, Maîtrise, ainsi que sur le Recyclage.

Cette première partie a pu être réalisée grâce au concours de nombreux collaborateurs ayant, pour la plupart, pris une part active à l'élaboration des nouvelles structures et des nouveaux programmes et que je tiens à remercier ici plus particulièrement en citant Messieurs M. Y. BERNARD, BRAMEL DE CLEJOULX, CHEVALLIER, DUBUS.

Il nous a été difficile, dans le tableau d'ensemble de l'enseignement aux différents niveaux, de tenir compte, à sa juste importance des enseignements de promotion interne aux Entreprises ou aux Organismes d'Etat, civils et militaires. Une enquête plus longue et plus approfondie aurait été nécessaire ainsi que pour les établissements privés.

En ce qui concerne les aspects pédagogiques ainsi que « l'Electronique au service de l'Enseignement », nous avons volontairement limité les communications aux expériences et aux réalisations purement françaises .

Ce sera une des missions de la 1re Section « Problèmes d'enseignement, Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens » de la S.F.E.R. de suivre et, au besoin, d'entreprendre, dans un avenir proche, les travaux comparatifs permettant de mieux situer notre effort et nos méthodes sur un plan international.

PREMIÈRE PARTIE

L'ENSEIGNEMENT DE L'ÉLECTRONIQUE EN FRANCE

A. — Structure et Évolution

Structure générale — Tableau d'ensemble

L'enseignement officiel de l'Électronique en France est d'existence relativement récente, et n'a vraiment été mis en place qu'au cours des vingt dernières années, alors que la période 1920-1940 a surtout connu la création d'enseignements de radioélectricité dus, pour la plupart, à des initiatives privées.

Le tableau général que nous présentons en tête d'un ensemble d'informations sur les enseignements à différents niveaux en Électronique a été établi en tenant compte :

— de la réforme des Enseignements Supérieurs qui prendra effet au 1er octobre 1967,

— de la réforme des Enseignements Secondaires et Techniques en cours, mais sans en présenter le stade définitif,

— des informations mises à jour par le Bureau Universitaire de Statistique en décembre 1966 en ce qui concerne la promotion sociale.

Ce tableau appelle les observations suivantes, en partant de la voie la plus complète aboutissant au niveau le plus élevé et en terminant par les problèmes de promotion sociale.

L'enseignement secondaire traditionnel, suivi, soit des classes préparatoires aux Grandes Ecoles, soit d'un premier cycle d'Université comprend fort peu d'électronique proprement dite. Les programmes de 1902 font mention dans le cours de Physique de Mathématiques Élémentaires des notions sur les rayons cathodiques, les rayons X, les oscillations électriques et l'application à la télégraphie sans fil des ondes électriques, mais c'est seulement en 1947 qu'apparaissent l'émission électronique par effet thermoïonique et photoélectrique, la structure granulaire de l'électricité et la structure de l'atome (corps radioactifs et isotopes).

Après la réforme, le cours de Physique de Mathématiques Élémentaires se retrouve dans les classes terminales C et T.

En seconde année du premier cycle des Facultés des Sciences, on trouve, dans le cours de Physique, les équations de Maxwell, et des notions plus précises sur les caractères quantiques de la matière et du rayonnement qui seront utiles en Électronique : Effet Photoélectrique, Effet Compton, Dualité onde-corpuscule, Equation de Schrödinger, Niveaux d'énergie, Effet tunnel, etc...

Mais c'est seulement au niveau de la maîtrise ou des écoles d'ingénieurs spécialisées que l'enseignement de l'Électronique est franchement abordé.

En principe, la maîtrise de Physique doit préparer à la recherche, donc à un troisième cycle spécialisé. Quatre certificats sont nécessaires dont trois obligatoires, le quatrième, dénommé C.4, librement choisi par l'étudiant, peut être un certificat d'Électronique.

La maîtrise Électronique, Électrotechnique, Automatique, dont la composition sera donnée plus loin prévoit deux certificats généraux :

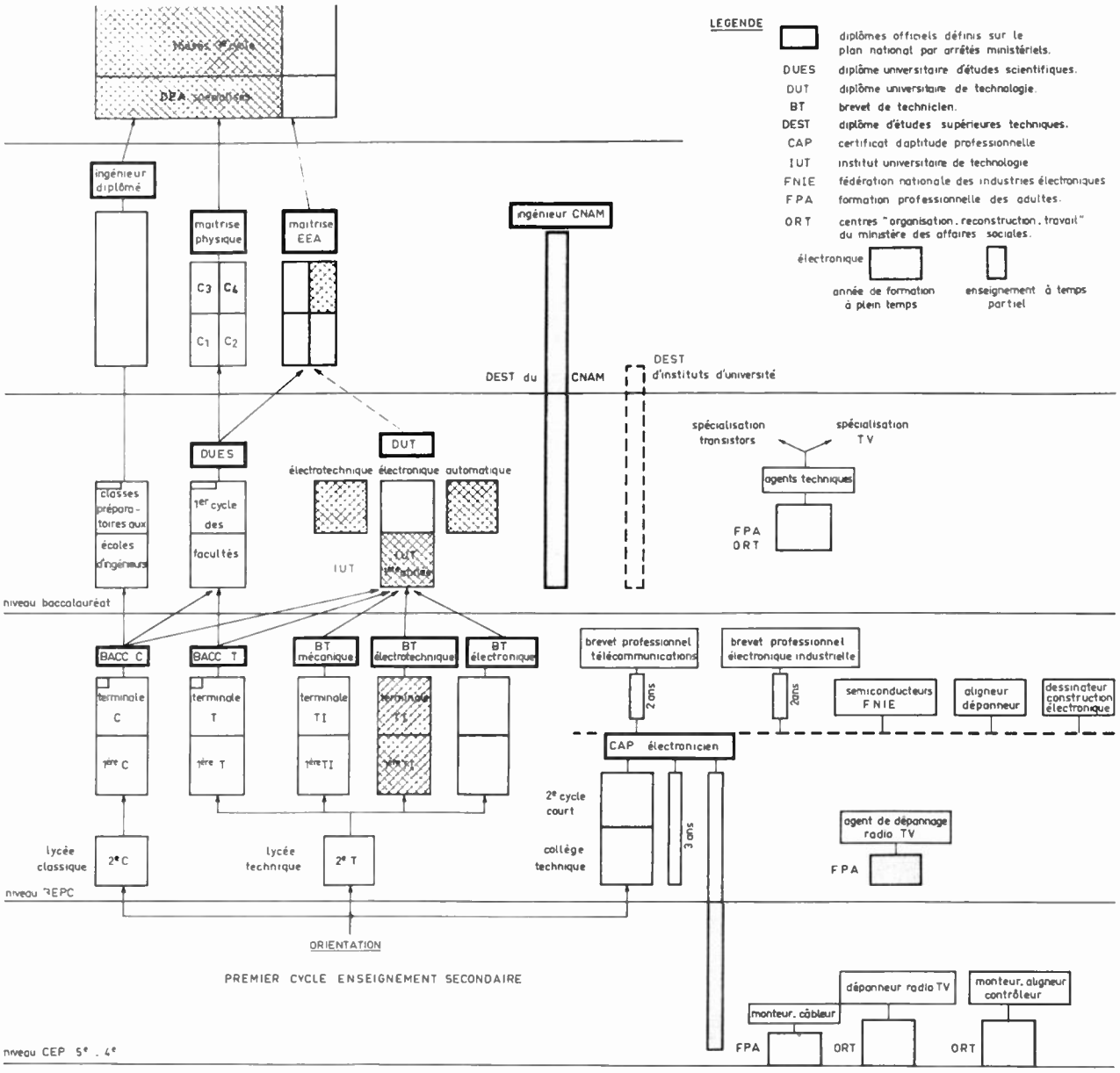
C.1. Ondes et Matière et C.2. Signaux et Systèmes et le choix entre trois C.3. : Électronique, Électrotechnique, Automatique, le certificat C.4. libre pouvant être un des deux C.3. non choisi en tant que C.3.

Nous ne donnerons pas d'indications particulières sur les Ecoles d'Ingénieurs spécialisées en Électronique, qui n'ont pas subi de réformes particulières, mais dont les programmes pourraient être, dans des cas particuliers, influencés dans l'avenir par les créations dans certaines Universités de Maîtrises E.E.A.

Signalons qu'il est maintenant possible, pour un ingénieur diplômé, de s'inscrire à un Diplôme d'Études Approfondies 3e Cycle, sans avoir, comme dans le passé, à obtenir des certificats de licence.

La réforme de l'Enseignement Technique au niveau du Secondaire n'est pas encore dans sa phase terminale, mais un certain nombre de points sont dès maintenant définis : c'est à l'issue de la classe de Seconde Technique que s'effectue l'orientation, soit vers une Première T conduisant au Baccalauréat Mathématiques et Technique, soit vers une Première T.I. (Techniques Industrielles) classe pour laquelle trois spécialisations autorisent une poursuite des études en Électronique dans le cadre du nouvel enseignement technique supérieur : Constructions Mécaniques, Électrotechnique, Électronique. De telles études sont sanctionnées par un Brevet de Technicien (B.T.) qui sera probablement, d'ici quelques années, transformé en Baccalauréat de Technicien.

C'est en 1953 que fut créé un B.T. de radio-



technicien transformé en 1959 en B.T. d'électronicien avec deux options : Télécommunications, Électronique Industrielle. L'actuel Brevet de Technicien en Électronique, normalement préparé dans les nouvelles Premières T.I. et Terminales T.I. vient d'être défini par l'arrêté du 6 septembre 1965 qui précise, en même temps, les programmes des classes préparatoires.

A un niveau plus élémentaire, la réforme de l'enseignement secondaire prévoit, en fin de premier cycle, une orientation possible vers un « second cycle court » d'une durée de deux ans et conduisant à un brevet d'enseignement professionnel ou B.E.P. Pour le moment, ces brevets ne sont pas créés et, pour la rentrée d'octobre 1967, il est prévu que, dans le domaine de l'Électronique, les Collèges d'Enseignement Technique existants prépareront en deux ans le C.A.P. d'Électronicien tel qu'il est prévu par l'arrêté du 28 mai 1963 qui modifie le texte initial de création en 1959 d'un tel certificat d'aptitude professionnelle. Il est probable, mais nous manquons encore d'informations à ce sujet, que le nouveau B.E.P. d'Électronique sera voisin de l'actuel C.A.P.

Nous ne préciserons pas ici l'articulation des départements des Instituts Universitaires de Technologie (I.U.T.) avec le Secondaire et les premier et second cycles du Supérieur car l'importance des problèmes I.U.T. nous a paru légitimer une information spéciale plus détaillée que l'on trouvera plus loin. Signalons cependant que la suppression des DEST d'Université sera progressivement décidée au fur et à mesure de la mise en place des I.U.T.

La partie droite du tableau est relative à l'organisation de l'enseignement en tant qu'aide à la promotion sociale.

Les cours sont assurés par des établissements divers et selon des formules variées :

— cours du soir ou du samedi,

— cours par correspondance organisés essentiellement par le Centre National de Télé-Enseignement

avec regroupements mensuels ou bi-mensuels dans certains établissements scolaires de province,

— stages à temps partiels,

— stages à temps plein.

Une brochure du B.U.S.* éditée en mars 1967 spécialement consacrée à la promotion sociale en Électricité et en Électronique fait le point des diverses possibilités et donne des indications sur l'ensemble des établissements d'Etat ou reconnus par l'Etat qui assurent une telle formation.

Dans ce domaine qui n'est pas touché directement par la réforme de l'Enseignement, on peut penser que des modifications se produiront dans un avenir assez proche, dans le cadre de la loi sur la formation professionnelle.

Pour que le tableau d'ensemble soit complet, il aurait fallu mentionner également les formations données à différents niveaux

— par des Établissements privés,

— au sein des Administrations, grandes Entreprises Nationalisées, Commissariats, etc. : Postes et Télécommunications, E.d.F., Commissariat à l'Énergie Atomique, etc.,

— au sein des Grandes Entreprises d'Electronique.

Nous n'avons pu mener à temps une enquête de caractère exhaustif sur ces formations et nous tenions à la parution de ce numéro spécial avant l'été 1967 à cause de la mise en place de la réforme de l'Enseignement Supérieur en Octobre 1967.

Toutefois des informations partielles apparaîtront cependant dans ce numéro de *L'Onde Électrique* à diverses reprises dans les articles que l'on trouvera ci-après, tels que : Enseignement par correspondance de l'E.d.F., Emissions Télévisées organisées par l'O.R.T.F. pour ses techniciens, etc.

*Bureau Universitaire de Statistique et de Documentation Scolaires et Professionnelles, 29, rue d'Ulm, Paris 5e.

L'Électronique dans les I.U.T.

1. Les Instituts Universitaires de Technologie dans la Réforme de l'Enseignement

L'évolution générale de l'économie entraîne, depuis une vingtaine d'années, une modification des structures des entreprises et de leurs méthodes de travail.

« C'est ainsi qu'apparaissent des fonctions nouvelles d'encadrement technique dont les titulaires sont associés de près au travail des Ingénieurs, des Chercheurs ou des Cadres Supérieurs. Les responsables de ces fonctions sont notamment appelés à traduire, dans le concret, les conceptions de l'Ingénieur ou le résultat des recherches et à transmettre ou, éventuellement, à interpréter les instructions générales des responsables.

Ces fonctions ont des caractéristiques communes, quelles que soient les branches ou les entreprises où elles se développent. Elles impliquent une spécialisation plus poussée que celle de l'Ingénieur et une formation générale plus étendue que celle du Technicien. Elles exigent un effort permanent de réflexion, une maîtrise suffisante des moyens d'expression et de communication et la capacité de s'adapter à un milieu en constante évolution » (*)

Les besoins en personnel qualifié répondant à cette définition se sont naturellement manifestés en premier lieu dans les industries de pointe, et l'Industrie Electronique a été la première à montrer la voie. C'est ainsi que de nombreux établissements privés et publics ont mis en place, au cours des dix dernières années, des formations de Techniciens Supérieurs en Electronique au niveau : baccalauréat plus deux années d'études.

Mais l'intention du législateur en créant les Instituts Universitaires de Technologie va beaucoup plus loin que le simple remplacement par des départements I.U.T. des formations de Techniciens Supérieurs existantes, de par son insertion dans l'Enseignement Technique Supérieur, dans un cadre d'ensemble nouveau « dont les contours sont soulignés par les trois lignes de force suivantes :

— le souci de substituer à la sélection des orientations positives.

— l'acceptation d'une diversification des objectifs et des pédagogies en fonction des types d'enseignement,

— l'ouverture de l'Université sur le monde qui l'entoure, sans pour autant subordonner culture et enseignement à des fins utilitaires » (*).

Le premier souci intervient dans les conditions de recrutement, l'I.U.T. étant accessible aussi bien aux techniciens brevetés qu'aux bacheliers. Dans le cas du Département d'Electronique, seuls sont admis à faire valoir leur demande auprès d'un jury de sélection sur titres, les détenteurs des diplômes suivants :

— baccalauréat T (ou Mathématiques et Technique)

— baccalauréat C (ou Mathématiques Elémentaires)

— à titre transitoire, tant que le baccalauréat de technicien n'est pas créé : le brevet de technicien ou le diplôme d'élève breveté des Lycées Techniques d'Etat (sections Electronique, Electrotechnique ou Fabrications Mécaniques).

Les candidats autodidactes, ayant eu une scolarité exceptionnellement perturbée, ou encore, mal orientée, peuvent entrer dans un I.U.T. après entretien avec le jury qui les autorise alors à subir un examen d'entrée spécial du niveau du baccalauréat dans les matières principales correspondant à la spécialité choisie.

(*) Exposé de M. P. LAURENT, Secrétaire Général du Ministère de l'Education Nationale, le 26 octobre 1965.

En ce qui concerne l'adaptation de la pédagogie aux objectifs poursuivis, de nombreuses différences apparaissent également par rapport aux anciens brevets de techniciens supérieurs :

— Chaque Département comprend au maximum 300 étudiants répartis en deux années, avec très peu de cours magistraux mais de nombreuses séances de laboratoire et de travaux dirigés par groupes de 25.

— Le corps enseignant comprend à la fois des Professeurs, Maîtres de Conférences, Maîtres Assistants, Assistants, ayant le statut de l'Enseignement Supérieur, c'est-à-dire effectuant en même temps des travaux de recherche appliquée dans la spécialité enseignée, des Professeurs et Professeurs Techniques issus du Secondaire, et des Ingénieurs et Cadres de la profession. En Electronique, il paraît possible, tout au moins dans la région parisienne, d'atteindre un équilibre :

1/3 Enseignement Supérieur, 1/3 Secondaire et Technique, 1/3 Profession.

La définition des programmes et l'organisation de la scolarité ont fait l'objet des travaux des Commissions Pédagogiques Provisoires comprenant une représentation importante des professions au cours des années 1965-66, comme nous le préciserons plus loin.

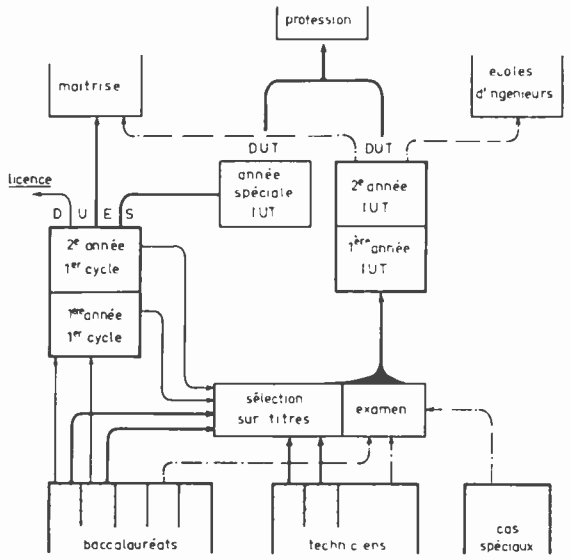
A la fin de la scolarité de deux années, chaque I.U.T. délivre un D.U.T. : Diplôme Universitaire de Technologie. Il n'y a pas d'examen national.

L'issue normale de telles études est l'entrée dans la vie professionnelle, soit immédiatement, soit à l'issue d'une période de formation complémentaire permettant la spécialisation dans une « technologie étroite ».

Il est néanmoins concevable que des étudiants venant d'obtenir avec succès un D.U.T. envisagent de se diriger, soit vers un second cycle de Facultés des Sciences, soit vers une Ecole d'Ingénieurs.

Un texte a déjà précisé le premier cas : c'est l'arrêté du 27 octobre 1966 qui permet cette orientation qui, de toute façon, ne devrait concerner qu'un nombre restreint d'étudiants ayant montré, dans le cours de leurs études I.U.T., une nette aptitude pour les disciplines de base (Mathématiques par exemple).

TABLEAU I



Les modalités d'entrée d'un étudiant possédant le D.U.T. dans certaines écoles d'Ingénieurs ne sont pas encore définies.

Pour les étudiants titulaires d'un D.U.E.S. qui désireraient se réorienter vers la Technologie, il est envisagé de mettre en place une année spéciale qui ne serait pas comparable aux années normales I.U.T. en tant que méthodes pédagogiques mais qui conduirait, en un an, au niveau D.U.T. sur le plan de la technologie. On ne peut préjuger pour le moment, de la validité de cette formule pour la spécialité « Electronique » qui nous intéresse, tant qu'une expérience pédagogique n'a pas été faite.

On trouvera sur le tableau 1, un schéma de l'articulation « Secondaire — I.U.T. — Facultés ».

2. Les Travaux des Commissions Pédagogiques Provisoires et la mise en place des Départements d'Electronique

Mises en place par arrêté du 6 novembre 1965, les Commissions Pédagogiques Provisoires des I.U.T. comprenaient huit sections

Génie Civil, Constructions Mécaniques, *Energétique-Electrotechnique*, *Electronique-Automatique*, Chimie, Méthodologie de Laboratoire, Biologie Appliquée, Secteur Tertiaire.

Ces Commissions devaient remettre un rapport en juin 1966 afin de disposer d'une doctrine et d'un programme dans chaque spécialité pour la rentrée scolaire 1966.

Cette chronologie a été respectée et en octobre 1966 étaient ouverts :

— Cinq Départements d'Electronique : Angers, Bordeaux, Lille, Paris Cachan, Rennes,

— Deux Départements d'Electrotechnique : Grenoble et Poitiers,

en prenant comme point de départ les rapports des Commissions en attendant que les textes officiels soient approuvés.

La première mission de la Commission d'Electronique, Télécommunications et Automatisme, était précisément de définir le contenu pédagogique de cette dénomination lorsqu'il s'agit de former des Techniciens en 2 ans après l'obtention du baccalauréat ou d'un titre admis en équivalence.

Dans ce but, la Commission a retenu les recommandations d'ordre général de la Commission Ministérielle dite « des Instituts de Formation Technique Supérieure » qui a élaboré le schéma des I.U.T. :

— définir une *spécialité large* permettant une orientation vers de *nombreuses professions* et facilitant des *reconversions* éventuelles,

— définir ainsi *les ensembles de connaissances techniques* générales utiles à un *grand nombre de professions*,

— dans chaque spécialité définie, la plus grande partie de l'Enseignement doit être commune à tous les étudiants mais une séparation en *options* en fin de scolarité est possible.

Les discussions ont rapidement fait apparaître l'intérêt qu'il y aurait, pour tenir compte de ces recommandations, à grouper, dans une même spécialité, toutes *les applications de l'électricité* réparties habituellement entre l'*Electronique*, l'*Automatique* et l'*Electrotechnique*.

• Le contenu scientifique, technique et économique de l'*Electronique* (au sens le plus usuel du terme qui inclut la Radioélectricité) est très varié : particules chargées dans le vide et dans les gaz, physique des semiconducteurs, composants, électro-acoustique, enregistrement des sons, propagation des ondes, télécommunications (radiodiffusion, télévision, téléphonie), radiodétection, localisation, radionavigation, électronique nucléaire et corpusculaire, électronique biologique et médicale... Cette énumération montre combien l'électronique apparaît, en particulier au niveau du technicien, comme un moyen au service de toutes les activités industrielles, commerciales, civiles et militaires et de tous les domaines de la recherche pure et appliquée.

• L'*Automatique* se caractérise par un *mode de pensée* qui *utilise* des techniques électromécaniques, électroniques, hydrauliques et pneumatiques et qui s'applique d'une part aux industries chimiques, pétrolières, sucrières, métallurgiques, de la papeterie, de la construction mécanique ... (et de façon générale à toutes les *industries à flux continu ou séquentiel* nécessitant un contrôle automatique et une régulation) et d'autre part à la *réalisation et l'exploitation des calculateurs numériques et analogiques*.

La part des techniques électroniques s'y est considérablement accrue dans la dernière décennie ; mais il faut tenir compte également de l'importance des techniques hydrauliques et pneumatiques.

La formation des Techniciens spécialistes d'automatique est actuellement peu développée, fragmentaire et localisée. Ainsi, il existe un seul centre de préparation au Brevet de Technicien Supérieur (spécialité : contrôle industriel et régulation automatique) situé à Besançon, et qui forme 20 à 30 Techniciens par an, orientés vers les industries chimiques et pétrolières.

La Commission a estimé qu'il n'était pas possible de former en deux ans seulement des Techniciens sachant penser en Automaticien et capable d'appliquer indifféremment les techniques électroniques, hydrauliques et pneumatiques à tous les types d'industries énoncés ci-dessus. Mais si l'on considère que la mise en œuvre des automatismes dans une entreprise requiert très généralement une équipe dirigée par un Ingénieur et plusieurs adjoints immédiats, la Commission considère l'intérêt de former des Techniciens D.U.T. Electroniciens (mention : Automatique), compétents dans les techniques électriques et électroniques, et suffisamment au courant des techniques hydrauliques et pneumatiques pour pouvoir dialoguer avec l'Ingénieur et les autres membres de l'équipe et effectuer des mesures et essais sur l'ensemble d'une installation d'automatisme.

Par ailleurs, le contrôle et la régulation nécessitent d'abord de capter l'information, c'est-à-dire d'analyser un phénomène physique et de le traduire en signal. Cela nécessite, pour la formation du Technicien Supérieur, de bonnes bases de *physique générale* et de *métrologie*.

En résumé, la Commission a proposé la formation d'un type de Technicien Automaticien D.U.T. formé en commun avec les Electroniciens, mais avec un enseignement plus poussé en automatique, physique générale et mécanique et une initiation aux techniques hydrauliques et pneumatiques.

• Une certaine formation en *Electrotechnique* est nécessaire aux automaticiens et aux électroniciens. De plus, l'Electrotechnique nouvelle fait de plus en plus appel aux techniques et aux matériels électroniques et automatiques.

En résumé, la formation technique supérieure dans l'un des trois domaines (Electronique, Automatique, Electrotechnique) exige une connaissance des deux autres : la spécialisation n'apparaît donc que comme une question de *pondération* horaire dans les programmes, ceux-ci comportant une large partie commune.

Il est donc apparu qu'un tronc commun d'une année, se différenciant en trois options en 2e année (Electronique, Automatique, Electrotechnique) constituait une structure répondant aux recommandations générales rappelées ci-dessus.

La dénomination de « Génie Electrique » a été proposée pour un tel département, sous réserve d'approbation par les organismes officiels compétents.

En attendant, les départements d'Electronique déjà en place dispensent un enseignement guidé par les programmes provisoires, avec une ventilation entre enseignement de la spécialité, formation scientifique et formation générale selon le tableau 2 qui fait apparaître un certain nombre de points essentiels :

— Les cours ex cathedra sont très réduits et ne dépassent pas 7 heures sur un horaire global de 32 heures.

— L'enseignement de la spécialité : Electronique, Electrotechnique, Automatique, représente de l'ordre de 60 % du total pour atteindre 72 % au dernier semestre, essentiellement sous forme de travaux dirigés et de laboratoire.

La formation scientifique générale : Mathématiques, Physique, Mécanique est maintenue au-dessus de 25 % et la formation générale : Anglais et disciplines humaines autour de 15 %.

— Au cours du premier semestre, une différenciation des horaires permet d'homogénéiser les connaissances des candidats d'origine Brevet de Technicien (B.T.) et ceux qui proviennent des Lycées après avoir obtenu un Baccalauréat Scientifique (B.S.).

Ainsi se dessinent les grandes lignes de cet enseignement à partir du concret, mais sans perdre de vue la formation générale indispensable pour faciliter les évolutions ou même les conversions futures.

3. Les Enseignements au niveau des Techniciens Supérieurs avant la Réforme

En attendant que l'ensemble des moyens d'enseignement dans le cadre I.U.T. soit mis en place, ce qui demandera quelques années, la Commission Pédago-

Commission Pédagogique Provisoire des I.U.T. (Electronique-Automatique)

ORGANISATION DE LA SCOLARITÉ DU DÉPARTEMENT ÉLECTRONIQUE D'UN I.U.T.

Les heures indiquées sont hebdomadaires
Durée d'un cours par groupes de 144 en amphithéâtre : 1 h
Durée d'une séance d'application en petite salle : 1 h 30
Durée d'une séance d'application en labo ou atelier : 3 ou 4 h
Enseignements généraux en petites salles : 1 h

		1er Semestre						2e Semestre			3e Semestre			4e Semestre		
		Etud. origine B.S.			Etud. origine B.T.			Section	Groupes		Section	Groupes		Section	Groupes	
		Section de 144	Groupes de 24	Groupes de 12	Section de 144	Groupes de 24	Groupes de 12	de 144	de 24	de 12	de 144	de 24	de 12	de 144	de 24	de 12
I Enseignements de la spécialité : Electricité - Electronique - Automatique-Electrotechnique	— *Cours théoriques*	2			2			2,5			4			4		
	— *Applications du cours :* Exercices, schémas, technologie des composants		3			3			3			4,5			4,5	
	— *Applications du cours :* Mesures et essais en laboratoire, technologie des appareils de mesure			6			6			6			6			6
	— *Techniques des réalisations* Maquettes, dessin industriel, atelier, technologie de construction et de fabrication.			9			3			6			8			8
TOTAL PARTIEL I		2	3	15	2	3	9	2,5	3	12	4	4,5	14	4	4,5	14
		20			14			17,5			22,5			22,5		
II Formation scientifique	— *Mathématiques* — Cours	3			4			2			1					
	— Exercices		3			4,5			3							
	— *Physique - Mécanique* — Cours	1,5			1,5			2			1			2		
	— Exercices		1,5			1,5			1,5			1,5			1,5	
TOTAL PARTIEL II		4,5	4,5		5,5	5,5		4	4,5		2	1,5		2	1,5	
		9			11			8,5			3,5			3,5		
III Formation générale	— *Disciplines humaines* — Conférences							1			1			1		
	— Exploitation des conférences — Expression (écrite ou orale)		2			3			2			2			2	
	— *Anglais appliqué* Grammaire - Labo de langues - Vocabulaire tech. - Conversation			1		2			2			2			2	
TOTAL GÉNÉRAL		32 h			30,5 h			31 h			31 h			31 h		

gique Provisoire a tenu à dresser un tableau d'ensemble des diplômes d'Etat existants au cours de l'année scolaire 1966.

Ces diplômes sont les suivants :

1) Brevets de Techniciens Supérieurs (*B.T.S.*)

2) Diplôme d'Etudes Supérieures Techniques des Facultés (*D.E.S.T. de Faculté*)

3) Diplômes d'Etudes Supérieures Techniques du Conservatoire National des Arts et Métiers (*D.E.S.T. du C.N.A.M.*)

4) Diplômes d'Etudes Supérieures Techniques des Instituts de Promotion Supérieure du Travail (*D.E.S.T. d'Université*)

3.1. Le brevet de technicien supérieur

Il se caractérise par un examen national (et par conséquent par un *programme national*), organisé une fois par an par le Ministère de l'Education Nationale (D.E.P.E.S.O.).

Il se prépare essentiellement dans les Lycées Techniques.

Un certain nombre de *candidats* proviennent cependant d'Instituts de Faculté (Institut Radiotechnique de la Faculté de Lille), d'Instituts d'Universités (Instituts de Promotion Supérieure du Travail) et d'Ecoles Privées (Bréguet, Ecole Française de Radioélectricité, etc.).

L'examen correspondant le plus directement au domaine de compétence de la Commission est le *Brevet de Technicien Supérieur Electronicien*

D'autres examens ont un programme largement recouvert par celui des I.U.T. (domaine de la Commission) :

— B.T.S. de Contrôle Industriel et de Régulation Automatique (C.I.R.A.)
— B.S.T. Electrotechnicien
— B.T.S. Physicien
— B.T.S. Assistant d'Ingénieur.

On trouvera en annexe, classés par B.T.S. et par académies, la liste des Centres de Préparation à ces examens. Au cours de l'année 1964/65, l'effectif total pour les deux ans de préparation à ces B.T.S. atteignait 2 079 élèves.

3.2. Le diplome d'études supérieures techniques des facultés

Le D.E.S.T. des Facultés est *délivré par chaque Faculté qui en assure la préparation.*

Les candidats doivent donc être inscrits en Faculté, c'est-à-dire qu'ils sont titulaires du Baccalauréat ou ont passé l'examen d'entrée en Faculté.

Ils y préparent successivement :

— 1re année : Certificat d'Etudes Préparatoires à la licence (1er Cycle)

M.G.P. (mathématiques au minimum)

ou M.P.C. (deux des trois matières au minimum)

ou S.P.C.N. (trois des quatre matières au minimum)

— 2e année :

— certificat d'études supérieures correspondant à la spécialité

— certificat de technologie de la spécialité.

— 3e année : stage de 9 mois dans l'Industrie.

Les D.E.S.T. correspondant à la spécialité de la Commission sont :

— *D.E.S.T. d'Electronique* : Bordeaux, Dijon, Grenoble, Lille, Marseille, Orsay, Rennes, Mulhouse (C.S.U.), Toulouse.

— *D.E.S.T. d'Automatique* : Toulouse.

— *D.E.S.T. de Métrologie* : Besançon.

Le contenu des enseignements de 2e année peut différer d'une Faculté à l'autre par le certificat de Technologie, mais aussi par le C.E.S. de spécialité qui peut être Electricité ou Electronique ou Techniques Electroniques, etc.

3.3. Le diplome d'études supérieures techniques du Conservatoire National des Arts et Métiers (D.E.S.T. du C.N.A.M.)

Le C.N.A.M. de Paris, et les Centres associés de Province donnent un enseignement qui est, pour l'essentiel, sous forme de cours du soir. Pour cette raison, l'obtention d'un D.E.S.T. du C.N.A.M. nécessite au moins quatre années d'études, et souvent bien plus, à des étudiants engagés dans la vie professionnelle.

1) La correspondance des « cours du C.N.A.M. » avec ceux du Département d'Electronique-Automatique de l'I.U.T. semble la suivante :

- *Correspondance directe*

a) *cours généraux*

Mathématiques générales
Physique fondamentale (année A)
Physique générale (année B)
Physique générale (année C)

b) *cours techniques*

Electronique générale (centres associés)
Radioélectricité générale (Paris)
Physique appliquée aux industries du vide et de l'Electronique (Paris)
Transmissions radioélectriques (Paris)
Electronique industrielle (centres associés)
Electricité industrielle (année commune)

- *Correspondance avec un large recouvrement*

a) *cours généraux*

Structure de la matière

Métrologie générale industrielle

b) *cours techniques*

Automatismes industriels

Physique appliquée à la reproduction des sons et des images

Machines mathématiques

Machines électriques

Installation, distributions et mesures électriques (Ces deux derniers correspondant à la spécialité électrotechnique).

2) Il en résulte que les D.E.S.T. du C.N.A.M. qui semblent correspondre au D.U.T. d'Electronique-Automatique (et éventuellement électrotechnique) sont les suivants :

• *Correspondance directe*

D.E.S.T. d'Electronique (pour les Centres Régionaux Associés)

D.E.S.T. de Radioélectricité

D.E.S.T. de Radioélectronique

D.E.S.T. d'Automatisme industriel

• *Autres D.E.S.T. de la même famille*

D.E.S.T. d'Electroacoustique

D.E.S.T. de Physique

D.E.S.T. de Physique appliquée à la reproduction des sons et des images.

Enfin deux spécialités correspondent directement à l'Electrotechnique.

D.E.S.T. d'Electricité

D.E.S.T. de Machines

Indiquons pour conclure que, dans les années qui viennent, les D.E.S.T. des Facultés sont appelés à disparaître, en même temps que les sections des Techniciens Supérieurs des Lycées Techniques d'Etat, au fur et à mesure de la mise en place des Départements de Génie Electrique et de Mesures Physiques des I.U.T.

Il n'en est pas de même des D.E.S.T. du C.N.A.M. pour lesquels il faut attendre que soit précisé le rôle que pourraient jouer dans l'avenir les Etablissements d'I.U.T. dans le cadre de la promotion du travail.

ANNEXE

CENTRES DE PRÉPARATION AU BREVET DE TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Spécialité : *Electronicien*

ACADÉMIE DE PARIS

Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée à Clichy.
* Ecole Bréguet à Paris.
Lycée Municipal Technique Dorian à Paris.
* Ecole Centrale des Techniciens de l'Electronique à Paris.
* Ecole Française de Radioélectricité et d'Electronique à Paris.
Lycée Technique Municipal de Puteaux.
Lycée d'Etat Paul Langevin à Suresnes.
Lycée Technique Nationalisé d'Argenteuil.
Lycée Technique d'Etat Jules Ferry à Versailles.
Lycée Technique d'Etat Aéronautique à Ville-d'Avray.
Lycée Technique Municipal Ecole Diderot à Paris.
Lycée Technique de Jeunes Filles Jacquard à Paris.

ACADÉMIE D'AIX

Ecole de Radio et d'Electronique de la Chambre de Commerce de Marseille.
Lycée Technique d'Etat Saint-Loup à Marseille.

ACADÉMIE D'AMIENS

Lycée Technique Nationalisé d'Amiens.

ACADÉMIE DE BORDEAUX

* Ecole Française de Radioélectricité et d'Electronique de Bordeaux.

ACADÉMIE DE CAEN

Lycée Technique d'Etat de Caen.

ACADÉMIE DE CLERMONT-FERRAND

Lycée Technique d'Etat Paul Constans à Montluçon.
Lycée Technique d'Etat de Brive « G. Cabanis » à Brive.

ACADÉMIE DE DIJON

Lycée Technique Nationalisé « H. Fontaines » à Dijon.

ACADÉMIE DE GRENOBLE

Lycée Technique d'Etat (Ecole Vaucanson) à Grenoble.
Lycée Technique d'Etat de Vizille.
Lycée Technique Nationalisé Germain Sommeiller à Annecy.

ACADÉMIE DE LILLE

Lycée Technique d'Etat d'Armentières

ACADÉMIE DE LYON

Lycée Technique d'Etat de Saint-Etienne.

ACADÉMIE DE MONTPELLIER

Lycée Technique Nationalisé de Nimes.

ACADÉMIE DE NANCY

Lycée Technique d'Etat de Nancy.

ACADÉMIE DE NANTES

Lycée Technique d'Etat Livet à Nantes.

ACADÉMIE DE POITIERS

Lycée Technique Nationalisé de Saintes.

ACADÉMIE D'ORLÉANS

Lycée Technique d'Etat Grandmont à Tours.

ACADÉMIE DE REIMS

Lycée Technique d'Etat de Reims.

ACADÉMIE DE RENNES

Lycée Technique Nationalisé de Brest.

ACADÉMIE DE ROUEN

Lycée Technique Nationalisé de Sotteville-les-Rouen.

ACADÉMIE DE STRASBOURG

Lycée Technique Nationalisé de Strasbourg-Meinau.

ACADÉMIE DE TOULOUSE

Lycée Technique d'Etat de Toulouse.

CENTRE DE PRÉPARATION AU BREVET DE TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Spécialité : *Contrôle Industriel et Régulation Automatique* (C.I.R.A.)

Lycée Technique d'Etat d'Horlogerie de Besançon.

Remarque : Une option « Automatisation » (12 élèves) de la section de Techniciens Supérieurs de Fabrication Mécanique a été créée en 1964 au Lycée d'Enghien-les-Bains.

* Etablissements Privés.

CENTRES DE PRÉPARATION
AU BREVET DE TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Spécialité : *Physicien*

ACADÉMIE DE PARIS
Ecole Nationale de Chimie de Paris.
ACADÉMIE DE LILLE
Lycée Technique d'Etat de Garçons, à Armentières.
ACADÉMIE DE REIMS
Lycée Technique d'Etat de Garçons de Reims.

CENTRES DE PRÉPARATION
AU BREVET DE TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Spécialité : *Assistant (te) d'Ingénieur*

ACADÉMIE D'AMIENS
Lycée Technique d'Etat de Jeunes Filles « Jules Uhry » à Creil.
ACADÉMIE DE BORDEAUX
Lycée Technique Municipal de Jeunes Filles, de Bordeaux.
ACADÉMIE DE LYON
Lycée Technique d'Etat de Jeunes Filles, de Lyon.
ACADÉMIE DE RENNES
Lycée d'Etat mixte de Rennes.
ACADÉMIE DE STRASBOURG
Lycée Technique d'Etat de Jeunes Filles, de Strasbourg.
ACADÉMIE DE PARIS
Lycée Technique de Jeunes Filles Jacquard, à Paris.

***

Lors de la mise en place des premiers Départements d'Electronique I.U.T. les sections suivantes de Techniciens Supérieurs ont été supprimées à la date du 1er octobre 1966 :

Section de Lycée Technique d'Etat de Cachan.
Lycée Technique Nationalisé de Bordeaux.
Lycée Technique Nationalisé Baggio, à Lille.
Institut Radiotechnique de la Faculté des Sciences de Lille.
Lycée Moderne et Technique Chevrollier, à Angers.
Lycée Technique d'Etat de Rennes.

Le Club des Professeurs d'Électronique
La Maîtrise EEA

LE CLUB

C'est le 15 décembre 1964 que s'est tenue au Conservatoire National des Arts et Métiers, à Paris, la première Assemblée des Professeurs d'Electronique des Enseignements Supérieurs. La réforme, qui était alors en préparation, a été l'occasion pour P. GRIVET et M.Y. BERNARD, de proposer à leurs collègues des Facultés et « Grandes Ecoles » de Paris et de Province de se réunir à Paris afin de définir la place de l'Electronique dans les nouvelles structures universitaires qui allaient être mises en place. Lors de cette première réunion qui suscita un grand intérêt parmi les soixante participants, il fut décidé de créer un Club de Professeurs d'Electronique, sans cadre juridique particulier ayant pour but l'examen et la discussion entre spécialistes d'une même discipline, des questions relatives à l'enseignement de l'Electronique (au sens le plus général) dans les Etablissements d'Enseignements Supérieurs (Facultés, Ecoles d'Ingénieurs, C.N.A.M., Instituts Universitaires de Technologie.).

L'activité de ce Club s'est manifestée depuis par d'autres Colloques organisés à Toulouse (octobre 1965), Grenoble (mars 1966), Montpellier (octobre 1966), Nantes (3 mai 1967). Les liaisons permanentes, entre deux colloques, sont assurées par un Secrétariat Général tenu, jusqu'à présent, par F. DUBUS, à l'Institut d'Electronique de la Faculté des Sciences d'Orsay.

Le bilan d'activité depuis plus de deux ans est déjà très positif. La préoccupation essentielle a concerné la mise en place de la réforme des Enseignements Supérieurs dans ses structures et dans ses programmes (pour la partie électronique). En ce qui concerne les structures, les débats ont été animés par M.Y. BERNARD, Professeur de Radioélectricité au C.N.A.M., et conseiller technique à la Direction des Enseignements Supérieurs. Ces discussions furent suivies avec intérêt par les participants ainsi tenus au courant de l'élaboration de la réforme ; inversement, les vœux et suggestions émis par l'Assemblée étaient directement transmis à la Direction des Enseignements Supérieurs. En particulier, un débat, repris au cours de trois assemblées successives, à permis de mettre au point, à côté de la Maîtrise de Physique, une Maîtrise d'Electronique, Electrotechnique, Automatique qui entrera en application dans quelques Facultés, dès la prochaine rentrée universitaire.

Plus technique fut le travail de mise au point des programmes pour l'ensemble des certificats de la Maîtrise d'E.E.A. : C1 (Ondes et Matière), C2 (Signaux et Système), un certificat C3 au choix parmi : Electronique, Electrotechnique, Automatique et un certificat C4 au choix, pouvant être, en particulier, l'un des deux autres certificats C3. Les programmes ainsi élaborés ont été pris comme support par la Direction des Enseignements Supérieurs qui reconnaissait ainsi la valeur des travaux de l'Assemblée des professeurs de la spécialité et sa représentativité.

Les discussions sur les structures universitaires et sur les programmes ont fait apparaître clairement les liens étroits unissant l'Electronique, l'Electrotechnique et l'Automatique, par suite de l'évolution de ces sciences et de ces techniques. Aussi, après une période où les Professeurs d'Electronique invitaient leurs collègues d'Electrotechnique à leurs réunions, et inversement, on s'oriente vers des réunions communes et un « Club » commun à ces trois disciplines.

Indépendamment des enseignements de 2e cycle

des Facultés, d'autres sujets ont été débattus aux cours des différents colloques :

— L'enseignement dans les Ecoles d'Ingénieurs a été examiné en liaison avec celui des Maîtrises E.E.A. ;

— La structure et les programmes des Instituts Universitaires de Technologie (Département Génie Electrique) ont fait l'objet d'information et de discussions ainsi que les débouchés des Diplômés Universitaires de Technologie vers certaines Ecoles d'Ingénieurs et la Maîtrise E.E.A.

En ce qui concerne les enseignements conduisant directement à la Recherche (3e cycle des Facultés), la discussion reste ouverte sur la forme à leur donner. Il est apparu que le fonctionnement des Diplômes d'Etudes Approfondies (D.E.A.) se présente de façon différente en province et dans la région parisienne. A travers la grande diversité des enseignements de 3e cycle, reflet des centres d'intérêts de chaque Faculté et de la région économique où elle est située, une doctrine sur l'initiation à la recherche par le D.E.A. se cherche encore. Il reste également à établir une « carte de France » des enseignements dispensés sous l'étiquette D.E.A., permettant une orientation des étudiants à l'issue de la Maîtrise.

En dehors des Assemblées périodiques, la continuité des relations entre les membres est assurée par un Secrétariat permanent, qui publie un annuaire, par ordre alphabétique, par Université et par Etablissement d'Enseignement, ce qui facilitera les échanges, à l'échelon national, entre professeurs ayant les mêmes préoccupations.

Ce Secrétariat publie également, à usage interne, un recueil annuel des problèmes d'examens d'Electronique, d'Electrotechnique et d'Automatique donnés dans les différentes Facultés. Cette publication, à caractère pédagogique, est un reflet de l'évolution de l'enseignement des sciences et des techniques.

Bien d'autres activités relèveraient normalement de ce secrétariat permanent : bulletin d'information, organisation de la participation aux expositions, palais et congrès nationaux et internationaux, réalisations de films pédagogiques, achats groupés de matériel, lancement d'expériences pédagogiques théoriques et pratiques et diffusion des résultats, etc. Mais cela nécessite une organisation et des moyens que ne peut prendre à sa charge un seul laboratoire universitaire.

Au lieu de mettre en place un cadre juridique et une structure administrative propre, il est apparu qu'une solution pourrait éventuellement être trouvée dans le cadre de la 1re section de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, société qui regroupe déjà la plupart des membres du « Club des Professeurs d'Electronique ».

P. GRIVET, initiateur de ce groupement, ancien président de la S.F.E.R., et Ch. DUFOUR, président de la première section de cette Société ont été chargés par la dernière Assemblée de Montpellier d'étudier les conséquences et les modalités de cette intégration éventuelle, qui apparaîtrait comme un moyen de développement des activités communes de la première section de la S.F.E.R. et du « Club des Professeurs d'Electronique ».

2. La Maîtrise Electronique - Electrotechnique - Automatique

Le projet de Maîtrise E.E.A. élaboré au cours des réunions de Professeurs d'Electronique et d'Electrotechnique a été présenté au Ministère de l'Education Nationale à l'initiative de la Faculté des Sciences de Toulouse.

L'arrêté créant cette Maîtrise est actuellement à la signature du Ministre et son programme sera le suivant :

2.1. COMPOSITION DE LA MAITRISE ET ORDRE DANS LEQUEL LES CERTIFICATS D'ÉTUDES SUPÉRIEURES PEUVENT ÊTRE POSTULÉS

C.1 Ondes et Matière

C.2 Signaux et Systèmes

C.3 Electronique ou Electrotechnique ou Automatique

C.4 Un certificat d'Etudes Supérieures au choix du candidat (ce peut-être, en particulier, l'un des C.3 non retenu en tant que tel)

2.2. PROGRAMMES DES CERTIFICATS D'ÉTUDES SUPÉRIEURES

- Certificat C.1 : Ondes et Matière

a) Vibrations et phénomènes de propagation

b) Propriétés de la matière

c) Modèles mathématiques de la Physique.

- Certificat C.2 : Signaux et Systèmes

(Voir au § 2, 3 le programme détaillé).

- Certificat C.3 : Electronique

(Voir au § 2, 3 le programme détaillé).

- Certificat C.3 : Electrotechnique

a) Principes généraux de la conversion d'énergie :

b) Traitement de l'énergie électrique

c) Conversions électromécaniques

d) Régimes transitoires

- Certificat C.3 : Automatique

a) Asservissements linéaires continus

b) Systèmes non linéaires

c) Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés

d) Circuits logiques et automatismes à séquences

2.3. PROGRAMME DÉTAILLÉ DES CERTIFICATS C2 ET C3 D'ÉLECTRONIQUE

- Certificat C2. Signaux et systèmes

— Signaux physiques fondamentaux : représentations et propriétés spectrales. Principes du traitement et du transfert du signal.

— Circuits : Eléments fondamentaux. Conditions de linéarité. Modèle mathématiques.
— Méthodes générales d'analyse des réseaux linéaires en régimes permanent et transitoire : théorèmes fondamentaux, transmittance généralisée, stabilité.
— Multidipôles linéaires en régime harmonique : quadripoles passifs et actifs. Adaptation d'impédance. Filtrage et correction. Systèmes polyphasés équilibrés.
— Synthèse des réseaux passifs.
— Couplages magnétiques
— Analogies électro-mécaniques.

B — *Phénomènes aléatoires en physique*
— Compléments de calcul des probabilités
— Propriétés statistiques des signaux et des bruits : Hypothèses de stationnarité et ergodicité. Valeurs moyennes temporelles.
— Fonctions d'autocorrélation et de corrélation. Détermination pratique.
— Transformées de Fourier des fonctions de corrélation. Densité spectrale de l'énergie. Filtrage linéaire.
— Transformées de Fourier des fonctions de corrélation. Densité spectrale de l'énergie. Filtrage linéaire.

C — *Electronique*
— Conduction de l'électricité par les divers milieux matériels.
— Emission électronique.
— Dispositifs à semiconducteurs.
— Tubes à vide et à gaz.
— Introduction à l'amplification, à l'oscillatiïn et à la commutation.

D — *Compléments de mathématiques*
— Rappels des notions de limites et de continuité, application.
— Résultats essentiels sur les fonctions de variables complexes.
— Notions sur les tenseurs.
— Calcul des variations.
— Equations d'Euler, Lagrange et de Hamilton.
— Problèmes aux limites.
— Problèmes aux limites.
— Méthodes de programmation.

• Certificat C3 électronique

A — *Physique des dispositifs électroniques*
— Physique du solide. Bandes, phénomènes de conduction et de diffsuion.
— Jonction p-n, divers types de diodes.
— Transistors à deux jonctions, technologie, circuits équivalents.
— Autres dispositifs à semiconducteurs : thyratron solide, diode tunnel, transistor unijonction, transistor à effet de champ, circuits intégrés...
— Phénomènes thermoélectroniques, photoélectroniques, d'émission secondaire, applications aux tubes à vide et à gaz.
Générateurs d'hyperfréquences.
— Bruits : sources de bruit, le bruit dans les dispositifs électroniques.
Fiabilité.

B *Circuits et dispositifs électroniques*
— Amplification linéaire de petits signaux et ses limites : gain, fréquence, largeur de bande, puissance.
Rétroaction et ses applications.
— Electronique non linéaire :
• Modulations en amplitude, en fréquence, par impulsions.
• Démodulations, redressement.
• Commutation. Circuits logiques.
• Générateur de signaux de formes diverses.
— Amplification paramétrique ; maser.
Oscillateurs quasi sinusoïdaux ; dispositifs à relaxation monovibrateur, multivibrateur, comptage.
— Hyperfréquence
• circuits à constantes réparties ; lignes, guides et cavités ; abaques d'impédance.
• Rayonnement, antennes, propagation.
— Eléments de théorie de l'information ; codage et décodage, échantillonnage.

Les grandes écoles d'ingénieurs

1. Introduction

L'électronique ayant envahi toutes les techniques, il n'est pas étonnant qu'elle figure dans les programmes de la plupart des Écoles d'ingénieurs et qu'elle y occupe une place plus ou moins importante suivant la vocation propre de chacune d'elles. Si, pour certaines, elle est la discipline fondamentale, pour d'autres au contraire, elle ne constitue qu'une discipline accessoire qui peut n'être étudiée que comme un chapitre de la physique générale et éventuellement dans quelques-unes de ses applications. C'est uniquement des premières dont nous nous occuperons ici.

Destinées à former des ingénieurs, les Écoles doivent tenir compte des multiples fonctions que ceux-ci pourront avoir à remplir durant leur carrière. Les uns iront dans les laboratoires des Administrations ou de l'Industrie faire de la recherche, pas toujours de la recherche pure, mais tout au moins une recherche appliquée qui, dans bien des cas, s'apparentera de très près à la recherche pure. Certains, dans les services d'études, concevront et mettront au point les prototypes d'un matériel de plus en plus évolué dont d'autres dirigeront la fabrication. Et n'oublions pas les services technico-commerciaux où les ingénieurs doivent faire montre non seulement de leurs qualités

techniques mais également de solides connaissances économiques.

Même en se limitant à l'électronique, il est impossible, au cours d'une scolarité normale, de former des ingénieurs également aptes à toutes ces fonctions. Chaque École doit donc faire un choix. Les unes, résolument tournées vers l'avenir, orientent leur enseignement vers les études théoriques de base qui permettront à leurs élèves, non seulement de suivre l'évolution de la technique, mais également d'en être les moteurs ; il est alors nécessaire de réduire dans de fortes proportions la part accordée à la technologie et aux réalisations actuelles. D'autres Écoles, au contraire, donnent une importance plus grande à celles-ci.

2. **Recrutement**

Comme toutes les Ecoles d'ingénieurs, celles d'électronique se divisent en deux grandes catégories suivant leur mode de recrutement et la durée de la scolarité.

Si les unes recrutent au niveau du baccalauréat, les autres le font à l'issue des classes de mathématiques spéciales, les classes de « Taupe ». Dans le premier cas, la scolarité est de quatre ans, tandis que dans le second, elle n'est que de trois ans.

A côté de ce recrutement, il existe presque toujours un recrutement latéral qui permet aux jeunes gens ayant des certificats de licence ou sortant d'autres Écoles de se spécialiser en électronique. Dans certains cas, ce recrutement est très important. Citons en exemple l'École Nationale Supérieure des Télécommunications qui, étant l'école d'application, non seulement des Ingénieurs du Corps Interministériel des Télécommunications, mais aussi des Ingénieurs militaires des Télécommunications d'Armement, voit ses effectifs augmenter dans une très forte proportion de la première à la deuxième année.

Signalons enfin que, si certaines Écoles d'État dépendent soit de l'Éducation Nationale, soit d'autres Départements ministériels, les autres sont des Écoles privées dont certaines d'ailleurs ont passé des contrats avec l'Éducation Nationale.

3. **Programme**

Les trois caractéristiques essentielles des Écoles d'ingénieurs sont :

— un programme constituant un tout cohérent allant de la culture générale mathématique et physique aux théories de base de l'électronique, à leurs applications et aux disciplines annexes qui sont nécessaires à un ingénieur ;

— la part importante accordée aux travaux pratiques, que ce soit sous forme d'applications des cours magistraux étudiées par petits groupes sous la direction d'un maître de conférences, ou sous forme de travaux de laboratoires ;

— le fait que les élèves exécutent des travaux personnels dirigés qui sont ordinairement des projets nécessitant une étude sur un sujet particulier et conduisant souvent à des réalisations.

Dans certains cas, c'est à l'École même que la culture générale mathématique et physique doit être acquise (Écoles recrutant au baccalauréat), aussi y trouve-t-on dans les premières années de la scolarité des cours de mathématiques et de physique correspondant à peu près à l'ancien certificat de propédeutique sciences (M.G.P.) ainsi que des cours d'électricité théorique.

Le problème est différent pour les Écoles recrutant à la sortie de la Taupe car, les élèves ayant profité de l'excellente formation qui y est donnée, il ne s'agit que de la compléter afin qu'ils soient aptes à commencer, dès la deuxième année, les études d'électronique proprement dites en même temps que leurs collègues provenant du recrutement latéral qui sont diplômés d'autres Écoles, notamment de l'École Polytechnique, ou sont licenciés. Le programme des études de première année doit donc tenir compte de ceux de l'X pour éviter, au cours des deux dernières années, des redites pour certains élèves ou des manques pour d'autres.

Groupées souvent sous des titres parfois différents, les théories générales enseignées sont les mêmes, chaque École, suivant le but qu'elle s'est assigné, donnant une importance plus ou moins grande à l'une ou l'autre d'entre elles.

Les plus importantes de ces théories sont :

— le magnétisme,
— l'électronique dans le vide,
— la physique du solide,
— la théorie des réseaux et des oscillations,
— les composants passifs (circuits et cavités) et actifs (tubes et semiconducteurs),
— la théorie générale de la commutation,
— la théorie de l'information.

Parmi les applications les plus couramment enseignées, on peut citer :

— la transmission (transmission téléphonique ou transmission de données),
— la commutation téléphonique (électromagnétique et électronique),
— l'émission et la réception radioélectriques,
— les faisceaux hertziens,
— les liaisons spatiales,
— la détection électromagnétique,
— la télévision,
— les calculateurs (structure et programmation).

Certaines disciplines scientifiques n'ayant que certains rapports avec l'électronique y sont souvent enseignées : l'acoustique par exemple.

Vu l'ampleur des nombreuses applications de l'électronique, il est impossible de les étudier toutes, aussi les différentes Écoles ont-elles été amenées à créer des options permettant aux élèves de choisir suivant leur goût personnel celles d'entre elles qu'ils étudieront plus en détail.

La durée de ces options étant relativement faible par rapport à l'ensemble de la scolarité (10 à 15 %), le choix fait par les élèves ne constitue pas une

orientation définitive pour le déroulement de leur carrière.

Des qualités scientifiques et techniques ne sont pas suffisantes pour un ingénieur, il doit également posséder des connaissances de droit, d'économie. Aussi ces matières sont-elles souvent enseignées dans les écoles, d'une façon assez sommaire évidemment car il n'est malheureusement pas possible d'y consacrer de trop nombreuses heures. Notons d'ailleurs que les Facultés de Droit et des Sciences Économiques accordent des facilités (cours du soir et par correspondance) aux élèves des écoles et aux jeunes ingénieurs pour leur permettre de préparer une licence de Sciences Économiques.

Enfin l'enseignement des langues vivantes n'est pas oublié et presque toutes les écoles imposent l'étude d'une ou parfois deux d'entre elles.

4. Le Corps professoral

Il est normal et logique que, dans les Écoles d'Électronique dépendant de l'Éducation Nationale, la majorité du Corps professoral soit constituée de professeurs de Faculté. Mais à côté de ceux-ci figurent également un certain nombre d'ingénieurs.

La proportion est inversée dans les autres écoles qu'elles soient d'État ou privées. Ce sont surtout des ingénieurs des différentes Administrations ou de l'Industrie privée qui viennent faire profiter leurs futurs collègues de l'expérience qu'ils ont acquise. La fameuse liaison Industrie-Enseignement dont on parle beaucoup depuis quelques années a été réalisée depuis longtemps et sans bruit dans les écoles.

5. Rapports entre les Écoles et les Facultés des sciences

Les vocations respectives des Écoles (former des ingénieurs) et des Facultés des Sciences (former des chercheurs et des professeurs) ne sont pas si éloignées l'une de l'autre que cette façon un peu simpliste de les exprimer pourrait le faire croire. Un ingénieur doit pouvoir faire de la recherche et inversement de nombreux chercheurs et professeurs formés dans les Facultés apportent à l'Industrie une aide précieuse.

Il arrive fréquemment que des étudiants ayant choisi une des deux voies qui s'ouvraient devant eux après leur baccalauréat désirent en changer ou plus exactement désirent rechercher dans l'autre voie un complément utile à leur formation.

Des passerelles existent qui permettent ce passage des Facultés dans les Écoles et vice versa. Lorsqu'un étudiant possédant une licence d'enseignement de Mathématiques ou de Physique veut acquérir une spécialisation plus poussée dans une École d'électronique recrutant en Taupe, il peut le faire et être admis soit directement sur titre, soit après un examen probatoire. Naturellement c'est en deuxième année qu'il entre puisque la première année est une année de culture générale scientifique et que le licencié a déjà acquis cette culture.

La réforme de l'enseignement supérieur n'ayant pas encore été mise en application en ce qui concerne la Maîtrise, les Écoles n'ont pas encore modifié les textes réglant l'admission des étudiants provenant de la Faculté, mais il est évident que cette facilité sera accordée à ceux ayant acquis la Maîtrise.

Dans l'autre sens, un tel passage est également possible. Les textes récents pris par l'Éducation Nationale et qui sont inspirés des textes anciens en règlent les conditions.

Tout étudiant reçu dans les grandes Écoles d'électronique bénéficie de l'équivalence du Diplôme Universitaire d'Études Scientifiques (premier cycle de la nouvelle organisation).

En outre, le diplôme d'Ingénieur civil délivré par certaines de ces Écoles donne les mêmes droits que la Maîtrise pour préparer un Diplôme d'Études Approfondies et, par la suite, un doctorat.

Il semble toutefois que l'obligation faite à un ingénieur diplômé désirant acquérir un Doctorat, de préparer un D.E.A., est un peu sévère, et qu'il devrait être possible que le diplôme d'ingénieur puisse donner l'équivalence de certains D.E.A. L'étude comparée des programmes, du temps consacré aux travaux personnels et de la nature de ceux-ci montrerait certainement la possibilité de cette équivalence.

Le « Recyclage » en électronique

1. Travaux de la Commission Permanente de l'Electronique du Plan et du Comité Consultatif pour le Recyclage dans les Industries de Pointe.

1.1. Introduction

On vient d'assister, au cours des vingt dernières années, à une expansion et à une multiplication considérable de tous les modes de formation post-scolaire, mis en place, le plus souvent, indépendamment les uns des autres, au gré des initiatives locales, publiques ou privées.

L'évolution rapide des techniques de l'Electronique en fait une industrie de pointe, témoin du besoin aigu d'actualisation des connaissances, aussi était-il normal, vu l'importance du problème, que la Commission Permanente de l'Electronique du Plan (C.O.P.E.P.) consacre une étude particulière à cette question dont le Groupe B.3. « Formation des Cadres et de la Main-d'Œuvre » a été chargé.

Tout en prenant parfaitement conscience que le « Recyclage » n'est qu'un aspect particulier du problème plus général de l'Education permanente, le groupe de travail s'est volontairement limité à cet aspect particulier, compte tenu de l'ampleur de la tâche à accomplir et de la complexité du problème.

En novembre 1965, le rapport COPEP B.3. sur le recyclage dans l'Industrie Electronique concluait à la nécessité d'une action de structuration susceptible de donner leur pleine efficacité aux diverses initiatives actuelles. Ces propositions ont été reprises par le Comité Consultatif pour le Recyclage dans les Industries de Pointe, mis en place le 30 septembre 1966 par Monsieur le Ministre chargé de la fonction publique, et sous le patronage de la Délégation Générale à la Promotion Sociale et de la Commission de la Productivité du Plan.

Nous allons donner ci-après :

— un extrait du rapport COPEP précisant la définition du recyclage en le situant par rapport aux divers types d'enseignement correspondant à la notion d'Education Permanente ;

— un résumé des travaux du Groupe de Travail de ce Comité Consultatif pour le Recyclage, chargé du recensement des moyens déjà existants.

1.2. Divers types d'enseignements correspondant à la notion d'éducation permanente (extrait du rapport COPEP B.3.)

1.2.1. Le profil des connaissances d'un homme

En sociologie ou en psychologie, les phénomènes ne font guère l'objet de « mesures » ; la représentation graphique est néanmoins un moyen commode pour tenter de définir sans trop d'ambiguité les divers types d'enseignements qui se cachent sous le terme « éducation permanente ».

Imaginons deux axes de coordonnées, en abscisses sont portées les connaissances humaines, suivant une liste logique, et en ordonnées le niveau atteint par l'homme dans une discipline donnée. L'instruction à « plein temps » à laquelle l'homme a consacré les quinze à vingt premières années de sa vie lui permet d'acquérir des connaissances variées, à des niveaux de plus en plus élevés. A l'instant où il quitte l'école pour entrer dans la vie professionnelle, il sera caractérisé par un « profil de connaissances », très vraisemblablement représenté par une courbe en cloche, centrée sur la spécialité choisie généralement pendant la dernière partie de ses études (fig. 1). Bien qu'il soit délicat d'introduire un langage faisant appel à une « métrique », il semble possible de caractériser l'étendue de ses connaissances par l'aire limitée par la courbe et l'axe horizontal.

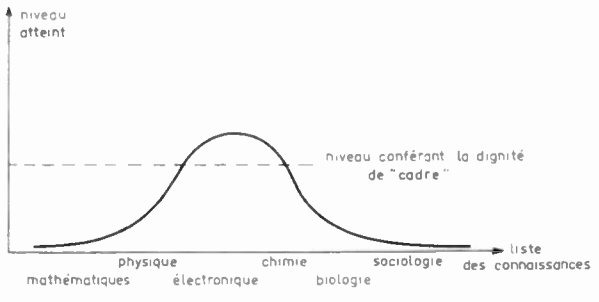


Fig. 1. — Le profil de connaissances.

Quittant la période d'enseignement à plein temps où il a acquis une culture générale pour entrer dans la vie professionnelle, l'homme n'est généralement pas directement utilisable. Il doit compléter ses connaissances dans un domaine très étroit, mais y atteindre un niveau relativement élevé correspondant à son emploi. Bien entendu, il appartient à la profession qui va employer cet homme, d'assurer cette ultime formation ; aucune école ne saurait le faire.

Au début de sa vie professionnelle, son profil de connaissances comporte donc, généralement une courbe en cloche plus ou moins large, représentant l'expérience professionnelle acquise pendant ses premiers mois de pratique (fig. 2). Si l'enseignement a plein temps a correctement fonctionné, le sommet de la courbe en cloche est suffisamment élevé pour que la hauteur de l'impulsion utile ne soit pas trop grande. Le système présentera une certaine stabilité.

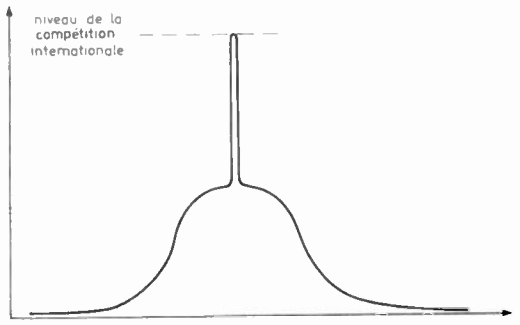


Fig. 2. — Le profil de connaissances d'un homme « rentable »

1.2.2. Enseignement de rajeunissement des connaissances

La situation initiale qui vient d'être représentée se modifie avec le temps.

De façon générale, l'homme développera ses connaissances dans le domaine restreint correspondant à son activité professionnelle, supposée inchangée, tandis que ses autres connaissances scientifiques et techniques auront tendance à s'estomper ; la figure 3 illustre cette évolution.

Deux conséquences peuvent s'en déduire :

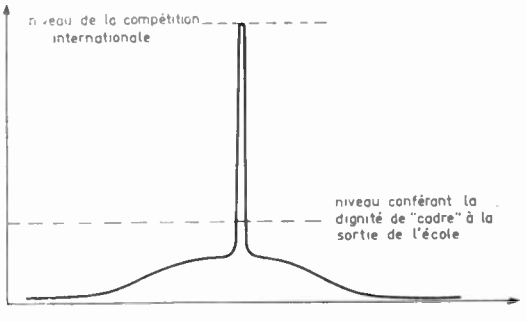


Fig. 3. — Le profil de connaissances après plusieurs années.

— d'une part, une baisse du niveau de base regrettable, non seulement sur le plan culturel, mais aussi sur le plan social si l'on admet que l'Ingénieur ou le Technicien doit jouer un rôle d'éducateur vis-à-vis de ses subordonnés ;

— d'autre part, des facultés d'adaptation diminuées, toute conversion d'activité exigeant, à partir d'un niveau général plus bas, une nouvelle impulsion de spécialisation plus haute, donc moins stable.

On peut donc concevoir un premier type d'enseignement : le RAJEUNISSEMENT des connaissances, destiné à maintenir au moins dans la zone utile le niveau de base initialement acquis.

C'est l'enseignement, le plus simple à réaliser, puisqu'il s'agit, en fait, d'inciter l'individu à relire les cours qu'il a suivis à l'école ou des ouvrages analogues plus modernes, pour rafraîchir sa mémoire. En revanche, il paraît bien théorique et l'on peut se demander si la motivation à laquelle il fait appel est suffisante pour les intéressés ; on voit mal, dans ces conditions, une institution, ayant ce seul but, qui pourrait néanmoins constituer un objectif secondaire pour d'autres types d'enseignement post-scolaire.

1.2.3. ENSEIGNEMENT DE MISE A JOUR DES CONNAISSANCES

En fait, l'évolution de l'électronique est si rapide que le schéma précédent se trouve largement dépassé. Généralement, après avoir progressé dans un domaine étroit, l'homme sera souvent appelé à poursuivre son activité dans une voie différente. Cette modification d'orientation devra s'effectuer alors dans les mêmes conditions qu'à son entrée dans la vie professionnelle. Si l'on veut éviter une perte de temps, il serait souhaitable qu'à cet instant, le profil des connaissances présente un sommet dans la zone utile. En réalité, d'une part, comme indiqué précédemment, l'oubli aura joué et aura fait baisser le niveau des connaissances acquises à l'école, d'autre part, la nouvelle spécialité n'aura souvent pas fait l'objet de cours, pendant la période d'enseignement « à plein temps ».

Cette observation montre la nécessité, celle-là inéluctable, d'un second type d'enseignement destiné à modifier le profil des connaissances ; on part du profil acquis pendant les études de la promotion N, affecté d'un coefficient d'affaiblissement de p années et l'on souhaite obtenir le profil de la promotion $N+p$, qui sort de l'école dans l'année considérée. Il est clair qu'il ne peut s'agir d'obtenir le profil complet ; mais seulement la partie de ce profil utile pour la nouvelle spécialisation (fig. 4).

Cet enseignement de *mise à jour* des connaissances, comportant en partie un rajeunissement de certaines connaissances antérieurement acquises, semble a priori de la compétence des établissements qui ont assuré la formation de base : instituts professionnels, grandes écoles, universités... Son utilité, et même dans bien des cas son impérieuse nécessité, n'est pas contestable. En revanche, il faut prendre conscience de la difficulté pédagogique du problème : auditoire adulte ne pouvant consacrer qu'une part de son temps aux études.

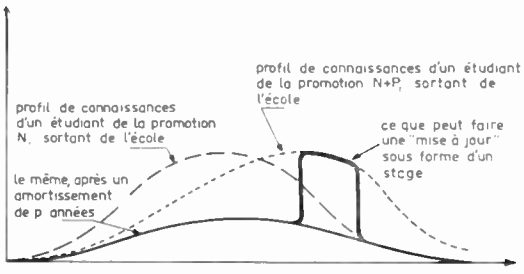


FIG. 4. La mise à jour des connaissances.

1.2.4. ENSEIGNEMENT DE PERFECTIONNEMENT

a) Dans le « meilleur des mondes possibles », la période d'enseignement à plein temps attribuée à chaque enfant devrait lui permettre d'obtenir le profil des connaissances correspondant exactement à son intelligence. Il entrerait alors dans la filière à laquelle il aurait droit et y ferait carrière. En fait, nous ne sommes pas dans ce monde irréel, et l'on sait que des facteurs d'ordres économiques, personnels ou familiaux interviennent fréquemment ; il en résulte que bon nombre d'individus ne peuvent acquérir à l'école le profil des connaissances auquel ils pourraient légitimement aspirer.

Quel sera leur sort ?

— pour la plupart, la carrière sera simple : sur le socle de culture générale qu'ils ont acquis, ils « élèveront » une impulsion de spécialité d'un niveau raisonnable, et resteront techniciens ou cadres moyens ;

— mais un certain nombre d'entre eux seront capables, dans leur spécialité, d'atteindre un niveau élevé tout à fait comparable à celui d'un ingénieur ou d'un cadre. Il est intéressant à cet égard de comparer leurs profils de connaissances. Certes, initialement, les connaissances du cadre supérieur sont plus élevées (fig. 5), mais avec le temps, les profils tendront à se confondre. Il serait dommage, et d'une profonde injustice, de ne pas leur faciliter l'accession au titre et aux fonctions auxquels ils peuvent prétendre, dans la mesure où les impératifs d'emploi le permettent.

C'est la raison d'être des enseignements de PERFECTIONNEMENT qui ont essentiellement pour but

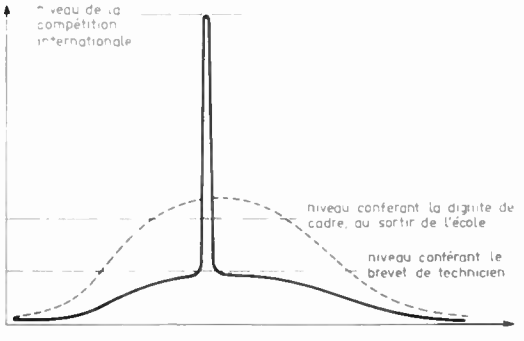


FIG. 5 — Le profil de connaissances d'un technicien « qui réussit ».

de « boucher les trous » de culture générale. Mais il y a lieu de bien distinguer l'ingénieur ou le cadre « classique » dont la culture générale a été acquise par couches qui se sont peu à peu aplaties, de l'ingénieur ou cadre « à promotion tardive » dont la culture générale a été acquise par blocs venant étayer une pointe de technicité élevée. La figure 6 illustre

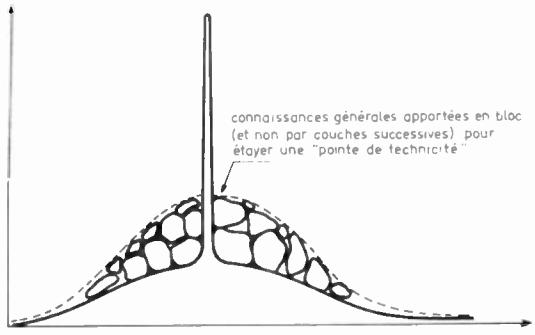


FIG. 6. — L'apport d'un enseignement de perfectionnement.

de façon comparative l'évolution des profils de ces deux ingénieurs.

Cet enseignement de perfectionnement pose aussi des problèmes de pédagogie fort délicats : il s'adresse le plus souvent à des adultes, techniquement très évolués, qui souffrent généralement de complexes qu'il faut vaincre.

b) D'un autre point de vue, il est bien certain que les cadres supérieurs et, dans une moindre mesure les techniciens, sont appelés, un jour ou l'autre, à se voir confier des responsabilités qui impliquent une formation complémentaire, ou un perfectionnement : gestion, administration, comptabilité... Des organismes ont été créés à cet effet soit par les Chambres de Commerce, soit par des organismes professionnels ; leur utilité est évidente.

1.2.5. L'INFORMATION SCIENTIFIQUE

Les considérations qui précèdent se rapportent à des enseignements envisagés sous forme de cours, de conférences ou de stages. Il ne faut pas oublier, cela va de soi, tous les moyens complémentaires dont disposent les individus pour se tenir au courant et compléter leur formation générale ou technique : les informations diffusées par les revues, les journaux, la radiodiffusion ou la télévision, si elles étaient bien faites, devraient jouer le rôle d'une « couche d'apprêt », sensibilisant l'individu pour un enseignement ultérieur en lui facilitant le « contact » avec cet enseignement. Tout, ou presque, reste à faire dans ce domaine, qui sort du cadre de ce rapport puisqu'il concerne toutes les techniques et toute la Nation. Il convenait de le signaler car, le jour où un réseau sérieux d'informations scientifiques (revues, émissions de télévision) sera mis en place, un grand pas en avant sera fait vers l'éducation permanente.

1.2.6. CONCLUSION ET ESSAI DE DÉFINITION

Après avoir passé en revue les divers types d'enseignement complémentaire correspondant à la notion d'éducation permanente, il apparaît que l'on doive limiter l'acceptation du terme « recyclage » à ce qui est appelé ci-dessus l'enseignement de MISE A JOUR DES CONNAISSANCES et, par extension, l'INFORMATION SCIENTIFIQUE qui le prépare. On entendra, par conséquent, par recyclage *l'ensemble des actions didactiques visant, pendant toute la durée de la vie professionnelle, au maintien et à l'adaptation de la formation de base pour en faciliter les nécessaires mutations*. C'est à ce « recyclage » que s'attachent essentiellement les conclusions du rapport COPEP B3 qui ne mentionne qu'accessoirement les enseignements de PERFECTIONNEMENT (dont la nécessité n'est, pour autant, pas contestable aussi bien sur le plan individuel que sur le plan social et dont l'utilité pour l'industrie électronique ne saurait être mise en cause).

2. Travaux du groupe de travail chargé du recensement des moyens de recyclage en Electronique

2.1. Le Comité Consultatif pour le recyclage

Dès sa première réunion, le Comité Consultatif pour le recyclage des ingénieurs et techniciens des industries de pointe, a constitué deux groupes de travail, l'un consacré à l'étude des « Besoins », l'autre à l'étude des « Moyens ». De plus, il a été décidé de limiter, dans un premier temps, les activités du Comité, à l'Electronique, afin d'appréhender une situation homogène.

2.1.1. Groupe pour l'étude des « moyens »

Le groupe « Moyens » s'est donné plusieurs missions :

— recenser les moyens de recyclage existants ;
— évaluer les résultats de ce recyclage
  ● auprès des intéressés,
  ● auprès des supérieurs hiérarchiques,
  ● auprès des directions d'entreprise.
— évaluer les incidences économiques du recyclage.

Actuellement, seule l'enquête sur le recensement des moyens est terminée et sera l'objet de ce bref compte rendu.

Les activités propres aux entreprises sont exclues de cette étude (et sont prises en considération dans une autre enquête).

2.1.2. Activités du groupe « Recensement des moyens »

Le groupe « Recensement » a tout d'abord établi la liste de tous les organismes publics et privés qui assurent une formation en électronique. De plus, une lettre a été adressée aux doyens de toutes les Facultés de Sciences, leur demandant de signaler toute activité dans ce domaine.

Un questionnaire relatif au recyclage (tel qu'il a été défini par la COPEP) a été envoyé à 40 établissements. Vingt et une réponses ont été reçues (une venant du CNAM sera traitée à part).

Ce sont donc vingt établissements qui ont assuré en France durant l'année scolaire 65-66 le recyclage en Electronique de 1 611 ingénieurs et 65 techniciens.

Dix réponses concernent des établissements de la région parisienne, qui ont recyclé 1 466 personnes : six réponses proviennent d'Ecoles d'ingénieurs,

quatre, d'établissements privés ou d'organismes de formation.

Sur ces dix établissements, deux assurent ou peuvent assurer le recyclage de techniciens (25). Les autres concernent seulement les ingénieurs (1 441).

Dix réponses concernent des établissements de province (Angers, Lille (2) ; Lyon, Marseille (2) ; Mulhouse, Nancy, Nantes, Toulouse), qui ont touché 210 personnes : huit réponses proviennent d'Ecoles d'Ingénieurs ; deux, d'organismes universitaires (Mulhouse, Nancy).

Sur ces dix établissements, trois assurent ou peuvent assurer le recyclage de Techniciens (40). Les autres concernent seulement les ingénieurs (170).

Il faut souligner que ces effectifs ne sont pas significatifs de la répartition géographique des besoins. En effet, les anciens élèves des Etablissements d'enseignement ont tendance à retourner à leur école d'origine pour se recycler, même s'ils n'habitent pas à proximité. (L'Ecole Supérieure d'Electricité signale que, sur 420 auditeurs inscrits dans les cycles de 1966, 40 % venaient de province).

Le cas du CNAM doit être traité à part, La direction du Conservatoire n'a pu donner des chiffres d'effectifs car il lui est pratiquement impossible de connaître ceux qui, parmi ses quarante et quelques mille auditeurs, suivent des cours en vue d'un recyclage au sens où l'entend le Comité, ou en vue d'une promotion sociale, c'est-à-dire, souvent, pour changer de fonction. Il reste cependant évident qu'un certain nombre d'auditeurs du CNAM ou de ses centres associés, pourraient être ajoutés aux effectifs ci-dessus.

Les nombreuses informations recueillies par les questionnaires ont été regroupées sous quelques grandes rubriques.

2.2. Programmes proposés

Sous un même titre, le contenu des programmes varie évidemment avec les objectifs recherchés, le niveau du public et celui du corps enseignant.

Voici la liste des sujets de cours ou conférences et le nombre d'établissements qui les proposent :

1	Initiation à l'Electronique	11
2	Etude des semiconducteurs	11
3	Asservissements	10
4	Calculateurs	8
5	Traitement de l'information	7
6	Matériaux en électronique	3
7	Radar	1
8	Electronique nucléaire	1
9	Hyperfréquences	1

Parmi les Etablissements qui proposent le plus grand nombre de programmes, on note :

L'Ecole Supérieure d'Aéronautique (7), l'Ecole Supérieure d'Electricité et l'Ecole Supérieure des Télécommunications (5), l'ADERP, l'ISEN (Lille) et le Collège Scientifique Universitaire de Mulhouse (4).

La plupart des organismes qui ont répondu à l'enquête réservant un certain temps, dans leurs programmes, à la remise à jour des connaissances de base en Mathématiques et en Physique. Ce temps varie de quelques heures à plusieurs jours, parfois même à une session complète.

2.3. Forme de diffusion des programmes

Cette rubrique est difficile à analyser en raison de la diversité des informations recueillies : conférences, colloques, 1/2 ou 1 journée de cours et travaux pratiques par semaine pendant plusieurs semaines, cours du soir, sessions d'une semaine, de deux semaines bloquées, de deux semaines séparées par plusieurs mois.

Cependant il semble que les sessions à temps complet de deux semaines, groupées ou séparées, aient la faveur des directions d'établissements : cinq établissements qui réunissent près des 2/3 des recyclés pratiquent les sessions à temps complet. De plus, dans ce cas, l'absentéisme des participants est nul, alors qu'il est très élevé (allant même jusqu'à l'abandon) dans toutes les autres formules. (D'autres enquêtes permettront de connaître le point de vue des intéressés et celui des directions d'entreprises).

Les renseignements obtenus ne permettent pas de déterminer le nombre optimal de participants à chaque session. Il est actuellement fixé en fonction des demandes d'inscription et des places disponibles pour les travaux pratiques.

2.4. Méthodes pédagogiques

Dans tous les cas, l'enseignement théorique est donné sous forme de cours. Dans beaucoup de cas, un polycopié ou des documents sont remis aux participants.

Dans tous les cas (sauf un), l'enseignement théorique est accompagné de travaux pratiques. Le temps consacré aux T P varie de 25 à 60 %. La moyenne se situe à 50 %.

Dans l'ensemble, les méthodes restent traditionnelles. Cependant on relève quelques tentatives : constitution de petits groupes de travail, bureaux d'étude, visites d'usines, études de cas. Les études ne sont pas sanctionnées.

L'évaluation des résultats du recyclage est faiblement développée. Trois établissements sur vingt appliquent régulièrement un système précis : l'un, en fin de stage demande à des ingénieurs de l'industrie de venir tester la formation dispensée ; deux ont mis au point un questionnaire qui est remis systématiquement à tous les participants : l'exploitation des réponses permet de remanier certains programmes.

2.5. Conditions d'admission

Elles sont, en général, très souples. Il n'y a pas de limite d'âge. L'âge moyen des participants est de 35 ans.

Les écoles d'ingénieurs exigent un diplôme d'ingénieur ou une équivalence. Dans ce domaine, le libéralisme provoque parfois quelques difficultés : les

groupes sont souvent très hétérogènes quant à la formation de base des participants et les professeurs doivent alors limiter leurs objectifs. Les frais de stage (une session d'une semaine coûte en moyenne 500 F) sont, dans presque tous les cas, supportés par les entreprises : il est donc nécessaire que le candidat soit présenté par sa société. Dans quelques cas, les établissements reçoivent des subventions (taxe d'apprentissage, promotion sociale) qui leur permettent de réduire le coût des stages. Les cours du CNAM et du CUCES (Nancy) sont gratuits.

3 Conclusions

3.1. Enquête « moyens »

En résumé, il apparaît que les activités de recyclage dans le domaine de l'électronique sont relativement modestes. La région parisienne semble mieux équipée ou, en tout cas, les établissements qui y sont implantés drainent le plus grand nombre de candidats (87 %).

Bien que leurs activités soient faibles, les établissements de province sont, dans la plupart des cas, en mesure de répondre à des demandes beaucoup plus importantes (corps enseignant, laboratoires, salles de travaux pratiques sont disponibles).

On remarque le nombre peu important des établissements assurant le recyclage des techniciens, à quoi correspond, d'ailleurs, le nombre dérisoire de techniciens recyclés. Il faut probablement tenir compte du fait que les grandes entreprises assurent elles-mêmes le perfectionnement de cette catégorie de personnel.

3.2. Evaluation de l'efficacité du recyclage

Bien que l'enquête n'en soit encore qu'à ses débuts, les difficultés semblent très grandes, mais ce n'est cependant que dans la mesure où on pourra juger de l'efficacité des moyens employés qu'il sera possible de progresser rapidement dans l'amélioration des moyens à utiliser. Les premiers résultats sont espérés vers le milieu de l'année 1967.

3.3. Les travaux du Comité Consultatif pour le recyclage dans les Industries de pointe doivent donner lieu à un rapport et à des recommandations pour mai 1967, mais ce sera la mission des organismes prévus dans le cadre de la loi sur la formation professionnelle de les mettre en œuvre et de soutenir les actions pilotes qui seront préconisées.

Ainsi peut-on espérer un développement à la mesure des besoins de l'Industrie Electronique des actions de recyclage, non seulement au niveau Ingénieurs mais aussi pour les Techniciens et Techniciens Supérieurs, en tirant parti, si nécessaire, de méthodes pédagogiques nouvelles.

ANNEXE

Liste des Etablissements de Paris qui ont répondu au questionnaire

— Ecole Supérieure d'Electricité.
— Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique.
— Ecole Centrale des Arts et Manufactures.
— Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.
— Société de l'Industrie Minérale (Ecole des Mines).
— Ecole Polytechnique.
— Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée.
— Association pour le Développement de l'Enseignement et des Recherches auprès des Facultés des Sciences de Paris (ADERP).
— Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des entreprises industrielles.
— Centre Interentreprise de formation de Boulogne-Billancourt.
— Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM).

Liste des Etablissements de Province qui ont répondu au questionnaire

— Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest, Angers.
— Institut Supérieur d'Electronique du Nord, Lille.
— Institut Industriel du Nord de la France, Lille.
— Institut National des Sciences Appliquées, Lyon.
— Ecole de Radioélectricité et d'Electronique de la Chambre de Commerce et d'Industrie de Marseille.
— Ecole d'Electricité Industrielle de Marseille.
— Collège Scientifique Universitaire de Mulhouse.
— Centre Universitaire de Coopération Economique et Sociale de Nancy (CUCES).
— Ecole Supérieure Nationale de Mécanique de Nantes.
— Laboratoire de Génie Electrique (Ecole Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique et d'Hydraulique de Toulouse).

B. Tendances nouvelles

ASPECTS PÉDAGOGIQUES DE L'ENSEIGNEMENT DE BASE

Un problème pédagogique : l'Unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors

J. FAGOT

Directeur technique à la C.S.F. Conférencier à l'E.S.E.

1. Introduction

Les tubes à vide classiques, qui existèrent seuls pendant plusieurs dizaines d'années, ont donné lieu à un enseignement progressivement amélioré, qui avait trouvé un très bon équilibre, vers 1950, à l'époque de l'apparition des transistors.

Lorsque ces derniers furent introduits, il se développa à leur propos des exposés particuliers, beaucoup plus importants ; la complexité de ceux-ci venant à la fois de la difficulté du sujet, et du style beaucoup plus mathématique de notre époque.

Il apparaît maintenant qu'il est à la fois souhaitable pour les étudiants, et profitable pour l'éclaircissement des sujets, de mener les deux enseignements de front, plutôt que de les présenter à la suite l'un de l'autre.

Nous nous proposons, à propos de cet effort de synthèse, de cette sorte « d'intégration » des deux enseignements, de dégager un certain nombre de principes directeurs. En quelque sorte, si ce but n'est pas considéré comme trop prétentieux, nous essayons de tirer la philosophie de cette expérience pédagogique.

Pour y parvenir, nous examinerons successivement les principaux sujets rencontrés dans cette discipline.

2. Montages

Les éléments actifs (tubes à vide ou transistors), sont mis en action à l'aide d'un montage, qui utilise des batteries d'alimentation, et qui définit une entrée et une sortie.

On désignera tout d'abord par (C) une borne, dite « commune » qu'on retrouvera à la fois à l'entrée et à la sortie, et qui sera reliée à une électrode de l'élément actif. Elle représentera, si l'on veut, le « point de masse » du montage, bien qu'on ait voulu, par ce langage, se dégager de cette notion, considérée comme trop particulière.

Ensuite, une électrode, notée (E), alimentée par la batterie V_1 à partir de (C), correspondra à l'entrée. L'autre électrode (S), alimentée par V_2, représentera la sortie.

Les tensions : V_1 et V_2, les courants I_1 et I_2, sont toujours notés, pour les sens, par rapport aux polarités « repères » de la figure 1. Lorsque les valeurs réelles sont en sens inverse, elles apparaissent comme négatives.

Un tel schéma, de forme tout à fait générale, s'applique aussi bien aux tubes à vide qu'aux transistors. Tout d'abord, avec les montages considérés comme les plus normaux :

TUBE A VIDE	Grille en (E) Plaque en (S) Cathode commune.

Il s'agit dans tous les cas, de la grille de commande. Pour les tétrodes et les pentodes, les grilles auxilaires sont simplement portées à un potentiel fixe par rapport à la cathode.

TRANSISTOR	Emetteur en (E) Collecteur en (S) Base commune.

D'autres variantes sont à considérer, introduites, pour les tubes à vide, au cours du développement de la Radioélectricité ; et posées dès le départ pour les transistors.

TUBE A VIDE	Grille en (E) Cathode en (S) Plaque commune.

C'est le montage « Cathodyne », ou « Cathode-Follower ».

TUBE A VIDE	Cathode en (E) Plaque en (S) Grille commune.

Montage « Grille à la masse ».

TRANSISTOR	Base en (E) Collecteur en (S) Emetteur commun.

C'est le montage « Emetteur Commun » ; le plus utilisé.

TRANSISTOR \ Base en (*E*)
/ Emetteur en (*S*)
/ Collecteur commun

Montage appelé aussi « Emitter-Follower » : pour usages spéciaux.

3. Courbes caractéristiques

Le schéma de la figure 1 est à retenir comme montage de base, car il correspond aux conditions de relevé des caractéristiques.

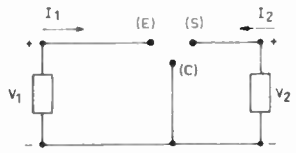


FIG. 1. — Quadripôle actif ; représentation générale.

Pour les 6 montages cités au paragraphe précédent, 3 seulement font l'objet de présentations de courbes caractéristiques. Pour les autres montages, on utilise quand mêmes les caractéristiques précédentes, en s'appuyant sur les données propres au montage. Il convient en effet de remarquer qu'un relevé complet, relatif à un seul montage, suffit pour définir entièrement le comportement d'un élément actif.

Pour le tube à vide, c'est le montage à cathode commune qui sert de référence. Pour le transistor, on fait usage à la fois des deux relevés à base commune et à émetteur commun.

L'utilisation de courbes caractéristiques, pour définir un élément actif est nécessaire ; car il s'agit d'un élément non linéaire lorsqu'on l'utilise dans toute l'étendue de son fonctionnement.

En considérant le montage de la figure 1, on imagine en théorie qu'un tel relevé devrait prendre comme variable V_1 et V_2, et donner en regard les valeurs de I_1 et de I_2 qui en dépendent. Il devrait donc faire appel à 2 représentations définissant 2 surfaces de l'espace.

$$I_1 = f(V_1, V_2)$$
$$I_2 = f(V_1, V_2)$$

On conçoit qu'un tel mode de représentation ne serait guère pratique pour un catalogue ! Aussi, est-on conduit à des conceptions plus utilisables, qui consistent à représenter successivement ce qui se passe en sortie et en entrée. Par exemple, pour la sortie :

$$I_2 = f(V_2)$$

Mais les valeurs rencontrées en sortie dépendent aussi de l'état de l'entrée, représentable heureusement par un seul paramètre.

C'est donc, non pas une courbe, mais une famille de courbes, que l'on sera conduit à représenter, soit :

$$I_2 = f(V_2)$$

pour divers états de l'entrée.

De même, on tracera les courbes :

$$I_1 = f(V_1)$$

pour divers états de la sortie.

Pour passer à des données pratiques, nous allons considérer l'application de ces notions dans le cas des tubes et des transistors.

3.1. TUBE A VIDE

Dans la zone usuelle d'utilisation, l'entrée ne débite pas de courant (le courant de grille, correspondant à I_1, est normalement nul). La valeur de V_1 définira donc à elle seule l'état de l'entrée, et la représentation, en sortie, sera celle de :

$$I_p = f(V_p)$$

pour diverses valeurs de V_g. Y aurait-il du reste certaines zones (V_g positif) où du courant de grille apparaîtrait, que cela ne changerait rien à l'état de l'entrée, entièrement défini par V_1.

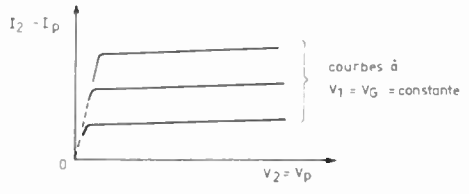


FIG. 2. — Caractéristiques de Kellog d'un tube à vide.

On reconnaît ici les caractéristiques classiques dite « de KELLOG ». Quant au courant éventuel de grille, il pourra faire l'objet d'une représentation particulière.

3.2. TRANSISTOR

Les considérations qui vont suivre s'appliqueront aussi bien au montage à base commune qu'au montage à émetteur commun.

On représentera toujours les caractéristiques de sortie :

$$I_2 = f(V_2)$$

pour divers « états » de l'entrée. La tension V_1 pourrait parfaitement définir cet état. Mais le courant I_1 le définit tout aussi bien. Le choix qui a été fait de ce dernier se justifie par la propriété du courant d'entrée d'agir de façon pratiquement linéaire sur le courant de sortie. On représentera ainsi, en sortie :

$$I_2 = f(V_2)$$

pour diverses valeurs de I_1.

Mais, ici, ce qui lie la tension d'entrée au courant d'entrée est un phénomène essentiel, qui nous intéresse fondamentalement. Il est donc nécessaire d'ajouter

au réseau précédent, un second réseau rendant compte des caractéristiques d'entrée.

Il est naturel de représenter ainsi :

$$I_1 = f(V_1)$$

pour divers régimes de sortie. Les conditions de sortie seront représentées par la valeur de la tension V_2.

Cette seconde famille de courbes sera placée dans le 3e quadrant trigonométrique, dont les axes sont disponibles, la première famille prenant naturellement sa place dans le 1er quadrant. De la sorte, pourront figurer les 4 grandeurs du problème : I_1, V_1, I_2 et V_2, sur 4 axes indépendants. La figure 3 indique cette disposition.

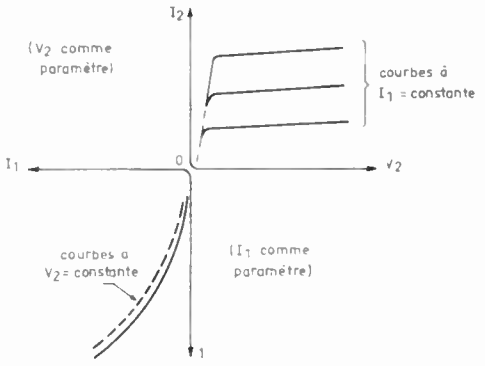


FIG. 3. — Caractéristiques « 4 Quadrants » d'un transistor. Représentation utilisée pour les Montages à Base commune et à Emetteur commun.

La représentation à 4 quadrants rencontrée souvent avec les transistors n'est qu'une manière de compléter les représentations de la figure 3. Les courbes remplissant les quadrants restant disponibles ne procèdent en fait d'aucun relevé nouveau. La représentation du 1er quadrant qui donne les relations entre I_2, V_2 et I_1 d'une certaine manière (en prenant I_1 comme paramètre), est reprise dans le 2e quadrant avec les axes tels qu'ils se présentent (I_1 et I_2), c'est-à-dire que V_2 est cette fois-ci choisi comme paramètre.

De même, le 4e quadrant reprend les renseignements du 3e, avec les axes qui ont été tracés.

On voit donc que la représentation des caractéristiques des transistors procède de raisonnements logiques, et se présente comme une extension de ce qui avait été utilisé pour les tubes à vide. La seule différence de fond provient du fait qu'avec le tube à vide, c'est la tension d'entrée qui commande essentiellement le courant de sortie ; alors qu'avec le transistor, c'est au contraire le courant d'entrée.

4. Fonctionnement de l'élément actif en « petits signaux » (régime différentiel autour d'un point de fonctionnement moyen). Schémas équivalents.

Très souvent, on place l'élément actif en un point fixe sur ses caractéristiques, et l'on considère les petites variations autour de ce point. Un tel régime intéresse tous les problèmes d'amplification des signaux faibles.

Pratiquement, cela revient à supposer que le quadripôle de la figure 1 est attaqué en série dans l'entrée au moyen d'un transformateur parfait, de rapport 1/1, et à étudier ce qui se passe à la sortie, au moyen d'une insertion série analogue (fig. 4).

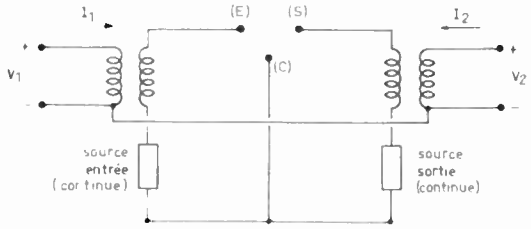


FIG. 4.

Etant donné les variations faibles qui sont envisagées, l'élément actif se comporte, vis-à-vis de ces insertions, (Nouvelles grandeurs V_1 V_2 ; I_1 I_2, qui désignent cette fois-ci des valeurs différentielles), comme un quadripôle linéaire.

Il est donc possible de représenter les propriétés de transmission de ce quadripôle à l'aide de 2 équations linéaires, sous diverses formes, dont les principales sont :

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{cases}$$

(paramètres « admittances »).

$$\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$$

(paramètres « impédances »).

$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

(paramètres « hybrides »).

L'écriture matricielle pouvant évidemment être également utilisée.

Toutes les relations linéaires possibles sont valables ; toutefois, pour les raisons de simplification, et suivant les cas pour obtenir le maximum de commodités, on ne retient pratiquement que certaines d'entre elles.

4.1. Tube a vide

On reconnaîtra que l'équation très anciennement utilisée pour le tube à vide, est déduite du groupe « admittances ». Inutile de retenir la première équation de ce groupe, puisque le courant de grille (I_1), est normalement nul. Seule, est à considérer la seconde équation, qui correspond à :

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

soit :

$$I_p = y_{21}V_g + y_{22}V_p.$$

Les deux paramètres : y_{21} et y_{22} sont tirés immédiatement de la caractéristique de Kellog, en considérant

de petites variations autour d'un point moyen fixe.

$y_{21} = I_p/V_g$ pour $V_p(\sim) = 0$ soit V_p (continu) = constante.

C'est la pente du tube, ou transconductance :

$$s = g_m$$

De même :

$y_{22} = I_p/V_p$ pour $V_g(\sim) = 0$ soit V_g (continu) = constante.
correspondant à l'inverse de la résistance interne : r_p.

On retrouve ainsi l'équation classique :

$$I_p = g_m V_g + (1/r_p) V_p$$

Une telle équation permet de définir un schéma équivalent, qui pourra représenter le tube en ce qui concerne son comportement vis-à-vis d'un branchement extérieur quelconque. On voit que le courant de sortie, défini par l'équation, peut être considéré comme obtenu par l'addition des courants parcourant deux branches. La première branche contiendra le générateur « dépendant » de la tension d'entrée $g_m V_g$; la seconde sera constituée simplement par la résistance r_p.

L'entrée (V_g), qui ne débite pas, figurera comme simple référence. (Voir la fig. 5).

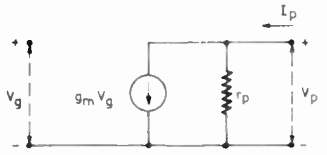


FIG. 5. — Schéma équivalent au tube à vide.

Le théorème de THEVENIN nous permet, du reste, de transformer l'ensemble de sortie, qui se présente comme une source de courant avec une résistance interne en parallèle, en une source de tension, avec sa résistance interne (la même = r_p), en série. (fig. 6). Cela dégage le paramètre μ (coefficient d'amplification).

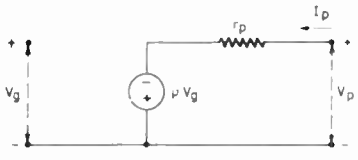


FIG. 6. — Schéma équivalent du tube à vide : 2e représentation.

4.2. TRANSISTOR

Le rôle fondamental du courant d'entrée dans le transistor, oblige à retenir les deux équations dans chaque groupe.

On verra (voir § 5), que les équations avec les paramètres admittances peuvent encore être utilisées, mais la représentation usuelle des caractéristiques suivant la figure 3 (4 quadrants), conduit à préférer pour toutes les applications en Basse-Fréquence, le groupe d'équations utilisant les paramètres « hybrides ».

Les coefficients utilisés dans ce groupe d'équations soit : h_{11} h_{12} h_{21} h_{22} sont en effet directement déductibles de ces caractéristiques (4 quadrants). Le schéma représentatif ne fait que transporter, sur le plan graphique, ce qui est exprimé par ces deux équations. (fig. 7).

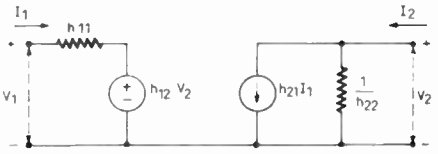


FIG. 7. — Schéma équivalent du transistor : utilisé pour les montages à base commune et à émetteur commun.

Naturellement, les paramètres « h » ont des valeurs numériques différentes suivant les montages : émetteur commun, ou base commune (cette représentation, quoique en théorie possible également, n'est guère utilisée pour le montage à collecteur commun). C'est ainsi que : h_{21} représente $-\alpha$ pour le montage à base commune, et β pour le montage à émetteur commun.

On constate que le transistor introduit certaines complications par rapport au tube à vide : 2 sources figurent dans son schéma équivalent, et de ce fait, le circuit d'entrée est influencé par les conditions de sortie.

Fort heureusement, dans les conditions normales de charge de sortie, l'action du générateur $h_{12}V_2$ peut être négligée, et le transistor se rapproche beaucoup du tube à vide (comparer dans ces conditions les fig. 7 et 5) ; la différence essentielle est que le générateur de sortie est commandé par la tension d'entrée avec le tube, et par le courant d'entrée pour le transistor.

5. Amplification à Basse-Fréquence

L'étude des fonctionnements en Basse-Fréquence porte sur deux questions principales :

a) Le fonctionnement sur caractéristiques réelles, avec « grands signaux ».

b) La transmission de la bande passante, généralement étudiée seulement pour les petits signaux.

a) Dans le premier chapitre, on rencontre notamment les notions de : droite de charge, de classe (A, B, AB), de distorsion de non-linéarité.

Le paragraphe 3 a montré qu'il existait, aussi bien pour les tubes à vide que pour les transistors, des réseaux de caractéristiques, sinon identiques, du moins de présentations analogues. On conçoit, qu'avec quelques complications supplémentaires du côté des transistors, l'examen de ces questions puisse être fait en parallèle.

b) L'étude de la transmission dans le spectre de fréquence, qu'on nomme usuellement « distorsion linéaire », peut être essentiellement menée à partir des schémas équivalents des éléments actifs. La comparaison des schémas des figures 5 et 7 suggère que de profondes analogies peuvent exister entre les deux types d'éléments.

Nous avons trouvé pour notre part, que beaucoup de problèmes de transmission étaient profondément voisins. Pour « synthétiser » la solution de ce genre de question, nous avons même proposé d'étudier préliminairement, indépendamment de tout contexte concernant un type ou un autre d'élément actif, deux « modèles types », l'un valable pour la transmission aux très basses fréquences, l'autre établi pour l'étude des fréquences supérieures.

Ces deux modèles présentent en outre la particularité de présenter une courbe de transmission qui se présente suivant un cercle dans le plan complexe, et qui peut donner lieu à des abaques de représentation de la phase et de l'amplitude, graduées suivant une variable « fréquence relative » qui correspond suivant les cas à :

F'_c/F pour les basses-fréquences.
F/F'_c pour les fréquences hautes.

Les fréquences F_c et F'_c sont des valeurs repères, qu'on doit exprimer dans chaque cas particulier :

$F_c = 1/2\pi RC$ pour les basses fréquences (fig. 8)

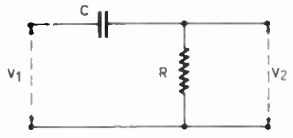


FIG. 8. — Modèle pour la transmission aux fréquences basses.

$F'_c = 1/2\pi R'C'$ pour les fréquences élevées (fig. 9)

Les principaux problèmes de transmission de bande passante, aussi bien pour les tubes à vide que pour les transistors, peuvent être ramenés à ces « modèles ». Il suffit de dégager, dans l'un et l'autre cas, parmi le schéma complet, l'ossature du circuit « type » qui commande, en fait, la loi de transmission. On n'a plus alors qu'à exprimer les valeurs des deux fréquences : F_c ou F'_c suivant le cas, pour pouvoir appliquer les lois précédentes qui font l'objet d'abaques universels.

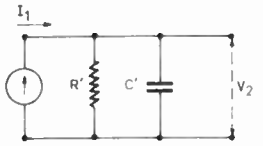


FIG. 9. — Modèle pour la transmission aux fréquences hautes.

6. Amplification à Haute-Fréquence

Un certain nombre de concepts pourront s'étendre, de façon presque identique, aux tubes à vide et aux transistors ; citons, parmi ceux-ci :

Les notions de circuit oscillant, de surtension, de bande-passante. Les fonctionnements sur caractéristiques, en classe B, puis en classe C. Enfin, l'action, dans ses grandes lignes tout au moins, du neutrodynage.

Toutefois, lorsqu'on veut étudier avec détail l'évolution du fonctionnement aux fréquences les plus élevées, sous l'influence des principaux phénomènes parasites qui sont :

— les effets de temps de transit.
— l'action des capacités parasites.

on est conduit à envisager les choses de façons assez diverses.

6.1. Tube a vide

Pour le tube à vide, la modification la plus immédiate apportée en H.F. consiste à faire figurer, sur le schéma équivalent, les capacités d'entrée C_e et de sortie C_s et éventuellement à ajouter, pour les triodes, une capacité de couplage d'entrée à sortie : C_{gp}. A l'extrémité haute de la bande passante, on fait en outre état de l'apparition d'une admittance d'entrée, croissant

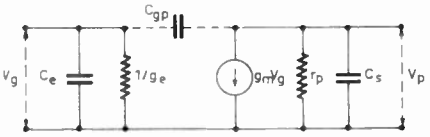


FIG. 10. — Tube à vide en H.F.

avec la fréquence, suivant la loi :

$$g_e = kf^2$$

6.2. Transistor

Rien n'empêche théoriquement, avec les transistors, de continuer à utiliser les schémas obtenus à partir des groupes d'équations linéaires ; à la condition, bien entendu, de faire usage des paramètres avec les valeurs numériques correspondant à la fréquence H.F. considérée. C'est ainsi qu'on rencontre, dans les catalogues, les valeurs des paramètres « y », définies pour certaines fréquences H.F. d'utilisation usuelle (par exemple le 455 kHz normalisé pour les circuits de fréquence intermédiaire des récepteurs du commerce). Le schéma correspondant est celui de la figure 11, où y_{11}, aussi bien qu'y_{22}, représentent un ensemble « résistance-capacité ».

L'inconvénient d'une telle représentation est que les valeurs numériques des éléments ne sont valables qu'à une fréquence particulière. Un tel schéma ne peut donc être employé pour rendre compte du fonctionnement dans une gamme de fréquence étendue.

Il est en particulier complètement inutilisable pour l'étude du comportement d'un amplificateur « video », où les fréquences varient dans de grandes proportions.

Pour arriver à un « modèle » plus universel, on part du schéma classique de la B.F. (« paramètres hybrides »), et l'on y fait intervenir les différents phénomènes accompagnant l'élévation de la fréquence de fonctionnement. Avec le transistor, ces actions

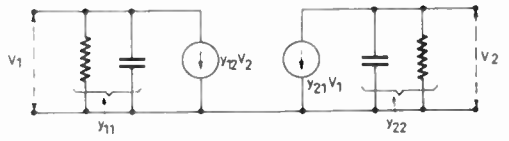


FIG. 11. — Schéma équivalent du transistor en H.F. avec les paramètres « y ».

ne sont pas simples, et c'est à la suite de nombreuses transformations que l'on arrive à une présentation dite « H.F. en π » valable pour le transistor à émetteur commun (utilisé le plus usuellement). La figure 12 en rend compte. La principale particularité de ce schéma, qui ne contient qu'une seule source, est que le courant défini par celle-ci est proportionnel à une certaine tension « repère », trouvée à l'intérieur du quadripôle représentatif : $V_{b'e}$.

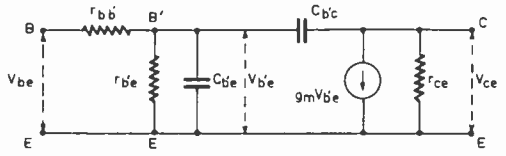


FIG. 12. — Schéma H.F. en π du transistor à émetteur commun.

On dispose ainsi, comme pour le tube à vide, d'un « modèle » valable dans une large bande de fréquences.

Une grande analogie apparaît entre les schémas des figures 10 et 12, la seule différence étant pratiquement que pour le transistor on n'a pas accès direct à la tension « repère » à cause de la résistance $r_{bb'}$. Toutefois, dans les problèmes pratiques, même dans le cas du tube à vide, une telle résistance intervient, apportée par la résistance interne du générateur d'attaque.

Cette similitude des schémas H.F. est d'une grande utilité lorsqu'on veut exposer les grandes lignes du neutrodynage, ou lorsque, au contraire, on veut établir une théorie générale des montages en auto-oscillation.

7. Contre-réaction et auto-oscillation

Nous voici donc arrivés à deux problèmes généraux, manifestement liés, et dont les principes doivent, de toute évidence, faire l'objet d'un exposé unique.

Ce n'est qu'en passant aux applications, que des particularités vont apparaître suivant les types d'éléments actifs.

7.1. Contre-Réaction

L'exposé des propriétés de la C.R. se fait à partir d'un schéma qui fait état d'un « quadripôle amplificateur », sans en préciser la nature. C'est donc sur le plan général qu'on peut montrer toutes les propriétés qui en découlent : réduction du gain, atténuation des termes parasites dus au bruit de fond et à la distorsion de non-linéarité, amélioration de la bande passante, etc.

Lorsqu'on passe aux applications simples, sur élément amplificateur unique, on doit entrer dans le détail de la structure de l'élément actif ; et c'est là où les problèmes se diversifient, bien qu'on cherche évidemment à mettre en évidence le maximum d'analogies.

Nous prendrons pour exemples les circuits élémentaires les plus typiques, soit :

a) Les montages à résistance de retour non shuntée dans l'électrode commune. Appartiennent à cette catégorie : le tube à vide à résistance de cathode non shuntée, et le transistor à résistance de retour d'émetteur non-shuntée.

Ces cas constituent un bon exemple de C.R. « de courant ».

b) Les montages à C.R. « totale ». Ce seront, le tube à vide dans le montage « cathodyne », et le transistor « collecteur commun ». Ces montages, qui constituent en même temps que des exemples typiques d'application de la C.R., des circuits d'un emploi très usuel, se placent en plus dans le cadre des branchements élémentaires envisagés au paragraphe 2.

L'étude de ces circuits se fait encore à l'aide des schémas équivalents. Mais, pour le transistor, elle est l'occasion d'introduire une nouvelle représentation, dite en T.

La figure 13 montre l'aspect « en T » trouvé pour le montage usuel à émetteur commun. Un tel schéma équivalent n'est plus déductible directement d'un groupe d'équations linéaires. Les paramètres qui y figurent peuvent néanmoins être déduits des coefficients « h » des représentations « hybrides ».

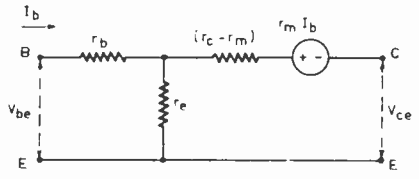


FIG. 13. — Schéma B.F. « en T » du transistor « émetteur commun ».

Si, dans les cas particuliers envisagés, un tel schéma est à préférer pour le transistor, c'est qu'il comporte une branche pour l'électrode « commune » (la branche verticale du T) dans laquelle viennent s'ajouter « en série » sans difficulté, les éléments extérieurs introduits précisément par les montages.

7.2. Auto-oscillation

Comme pour la Contre-Réaction, l'Auto-oscillation doit faire l'objet d'exposés généraux qui montrent comment les oscillations (sinusoïdales ou de relaxation) peuvent prendre naissance, s'entretenir ; comment elles peuvent être stables, etc.

Cette première partie peut-être abordée à l'aide d'un schéma « idéal » d'élément actif, qu'on peut introduire grâce au fait (voir les fig. 10 et 12) que les schémas H.F. des deux types d'éléments sont très voisins.

Lorsqu'on passe aux applications particulières, on doit évidemment tenir compte plus en détail des particularités de chaque élément. On saisit que la plus grande difficulté concerne le transistor et résulte de la présence de la résistance $r_{bb'}$.

On peut, néanmoins, dégager une méthode générale d'analyse, qui permet de faire usage de n'importe quel type de schéma représentatif d'élément actif, si compliqué soit-il, pour trouver le point de fonctionnement d'un montage auto-oscillateur.

La méthode consiste en ceci :

a) On trace le schéma équivalent de l'élément actif.

b) On lui adjoint tous les éléments extérieurs nécessaires à la constitution d'un oscillateur. Ces éléments procèdent d'une idée générale : il en est ainsi des types COLPITTS, HARTLEY, et de bien d'autres modèles d'oscillateurs.

c) Le schéma équivalent de l'élément actif proprement dit comporte toujours une source « asservie » (générateur), c'est-à-dire liée à une tension (ou éventuellement à un courant) développée à l'intérieur du quadripôle (tension de référence).

Par exemple, pour le transistor (fig. 12) :

$$I = g_m V_{b'e}$$

d) On supposera cette source « affranchie » provisoirement de cette loi de dépendance, c'est-à-dire agissant en tant que source « libre ». En particulier, sa fréquence sera supposée parcourir une certaine plage, dans l'intervalle probable où doivent se développer les oscillations. Au point correspondant à la tension de référence, il se développera ainsi une tension, de phase variable suivant *f*. La fréquence d'oscillation sera celle qui placera la source et la référence dans la position (phase ; et si l'on tient compte des effets de saturation, amplitude) correspondant à la relation d'asservissement dont on s'était provisoirement libéré. Pour la stabilisation des oscillations autour d'une amplitude donnée, on voit par cela même la nécessité d'un gain non linéaire de l'élément actif résultant de ses propriétés de saturation.

8. Eléments actifs semiconducteurs du type « à effet de champ »

On peut penser que, progressivement, les tubes à vide vont être éliminés au profit des transistors, et que de ce fait, l'intérêt d'un enseignement « intégré » tubes à vide-transistors va, au cours du temps, se trouver réduit.

En fait, les applications des tubes à vide sont loin de disparaître, surtout si l'on considère les utilisations en haute-fréquence et à grande puissance. Pendant fort longtemps les émetteurs H.F. de puissance feront appel aux tubes à vide.

De plus, sur le plan de l'enseignement de nouveaux éléments à semi-conducteurs, mais présentant toutes les caractéristiques des tubes à vide, sont en train de prendre le relais, dans les représentations imaginées pour les tubes à vide depuis fort longtemps.

Il s'agit des transistors « à effet de champ » essentiellement développés dans la gamme des petites puissances, et pour des objectifs particuliers (haute impédance d'entrée, faible bruit, grande linéarité).

Ceux-ci présentent des analogies remarquables, avec les tubes à vide, quant aux paramètres vus de l'extérieur. Ils ne développent en effet pas de courant d'entrée ; ce sont des amplificateurs de tension, et non de courant ; leur impédance d'entrée est très élevée.

La figure 14 donne la représentation de 2 variantes de ces types de transistors : le type « jonction » (l'entrée se comporte comme une diode polarisée en tension inverse).

le type « à grille isolée » (l'entrée se comportant plutôt comme un condensateur).

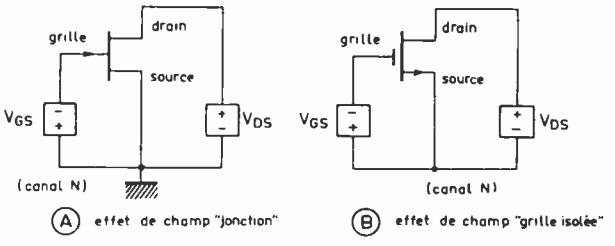


FIG. 14.

Dans les deux cas, avec quelques différences sur les paramètres numériques, on peut faire usage des concepts introduits fort anciennement pour les tubes à vide :

— Les caractéristiques genre « KELLOG » avec :

$$I_{drain} = f(V_{drain})$$

pour diverses valeurs de $V_{Ggrille}$. Leur forme est très analogue à celle des pentodes. (Le montage est dit à source commune).

— Le schéma équivalent « petits signaux » (voir fig. 5) avec la transconductance

g_m donnant : $I = g_m V_G$

De la sorte, l'introduction des éléments à effet de champ n'apporte aucune complication supplémentaire. Elle justifie au contraire le mode d'exposé adopté pour l'enseignement intégré.

9. Conclusions

Il apparaît en définitive qu'un exposé « intégré » sur l'emploi des tubes à vide et des transistors comporte beaucoup d'avantages, tout en laissant subsister évidemment quelques difficultés.

C'est un avantage certain de pouvoir exposer, en tête de chaque chapitre, un certain nombre de principes généraux ; ce qui évite les « redites » qui seraient rencontrées fatalement dans deux cours séparés.

C'est un avantage non moins évident que de faire apparaître de nombreuses analogie dans : les montages, les courbes caractéristiques et leur utilisation, les schémas équivalents...

Malgré ces points de rapprochement, on doit reconnaître que des différences subsistent, en particulier pour les divers schémas équivalents, qui ne peuvent pas être rendus totalement identiques.

En fait il apparaît surtout, qu'en face de représentations pour le tube à vide relativement simples, il a été nécessaire d'imaginer pour les transistors diverses formes de « modèles », suivant la nature des problèmes à traiter. La complication existe donc dans le domaine du transistor seul : elle subsisterait même dans des cours non intégrés.

Le cheminement parallèle des deux enseignements : tubes à vide et transistors, en mettant pas à pas l'accent sur les similitudes et les divergences, oblige certainement l'étudiant à un constant effort de réflexion. Cet effort pourrait paraître lui être épargné dans le cas de deux enseignements « non intégrés ». Mais le gain ne sera qu'apparent. Au moment des applications, cette absence d'effort préalable aboutira à des confusions fâcheuses, génératrices d'erreurs.

Un autre avantage paraît enfin se présenter dans le cas d'une mise à jour des connaissances des « anciens ingénieurs » par « recyclage ». Aborder les transistors à partir des tubes à vide qu'ils connaissent, sera certainement considéré par eux comme un élément de facilité.

Enfin, on a vu que l'apparition des transistors « à effet de champ » apportait un rajeunissement à la partie « tube à vide » ; leur étude, du point de vue des circuits pouvant être menée sur des bases analogues.

Ainsi, ce nouveau développement de la technique, au lieu de compliquer l'enseignement « intégré » de l'utilisation des éléments actifs, en constitue au contraire une justification supplémentaire. Bien entendu, l'étude menée de front de l'ensemble des éléments actifs se trouvera ouvert à tous les modes d'enseignements nouveaux résultant des progrès de la théorie des réseaux électriques : large application du calcul matriciel, de la transformation de Laplace, utilisation de la théorie des graphes, etc. On le fera chaque fois que cela se révélera profitable pour la bonne compréhension des exposés.

BIBLIOGRAPHIE

VASSEUR J.P. — Propriétés et applications des transistors. Sofradel, Paris, 1958.

DAVID P. et ELDIN J. — Tubes amplificateurs et transistors. Eyrolles, Paris, 1961.

CHAMBEAU L. — Circuits électroniques et amplificateurs à tubes et à transistors. Dunod, Paris, 1963.

KAUFMANN A., GRABOWSKI B. et THOUZERY J. — Analyse des réseaux électriques à tubes et à transistors. Eyrolles, Paris, 1963.

FAGOT J. — Emploi des tubes électroniques et des transistors. Masson et Cie, Paris, 1964 (cours E.S.E.).

CASSIGNOL E.J. — Théorie et pratique des circuits à semiconducteurs. Dunod, Paris, 1965.

CASSIGNOL E.J. — Physique et électronique des semiconducteurs. Dunod, Paris, 1965.

Des tripôles-relais comme circuits actifs

(ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors, etc...)

M. BUYLE-BODIN

Faculté des Sciences de Grenoble

et E.N.S. d'Electronique

Introduction

Le développement spectaculaire des techniques électroniques et radioélectriques résidait principalement, jusqu'à ces dernières années, dans la multiplicité des utilisations de composants à paramètres commandables. De tels composants, assurant la fonction générale de relais, se présentent sous les aspects électriques les plus variés mais les plus utilisés — incontestablement — ont une structure tripolaire vraie (triode à vide, transistor-jonction) ou apparente du point de vue fonctionnel (pentode). C'est pourquoi ces tripôles ont été à l'origine de nombreux développements littéraires et ont constitué l'un des soucis majeurs de l'enseignement.

Tant que, seuls, les tubes à vide remplissaient la fonction de tripôle-relais, leur présentation et leur étude apparaissaient relativement claires et simples ; l'introduction du transistor, avec le regrettable et fugitif épisode du transistor à pointes, a bouleversé cette situation, provoquant chez nombre d'auteurs un désir excessif d'opposer le transistor comme quadripôle actif moderne au tube comme dipôle actif désuet. C'est ainsi que la notion de transconductance (ou pente) tendait à disparaître du vocabulaire malgré son importance dans le comportement physique (interne) et électrique (externe) du transistor jonction alors que le paramètre α (amplification de courant en base commune) envahissait la littérature à la suite du transistor à pointe malgré son inadaptation à l'emploi réel courant des transistors jonction (montage émetteur commun). L'apparition du transistor à effet de champ, ces derniers mois, a eu pour conséquence de troubler la quiétude des partisans de la représentation matricielle systématique en rappelant discrètement que les notations utilisées pour les tubes à vide pourraient peut-être encore servir, sans déchoir, à un technicien moderne.

Ces exemples rapides montrent bien qu'au rythme actuel de création de nouveaux composants électroniques, on ne peut continuer à entasser notations sur notations et formules sur formules, tout en essayant de s'assurer une bonne conscience grâce à un supplément de relations dites de « dualité ». On remarquera que la normalisation officielle des notations pour les paramètres des composants électro-

niques, en figeant des notations particularisées, ne facilite pas la tâche de celui qui veut illustrer l'unité des propriétés et c'est pourquoi l'auteur de ce texte regrette de devoir ne pas les utiliser la plupart du temps. Il serait cependant souhaitable d'établir une liste de notations de paramètres permettant de traiter synthétiquement des propriétés des relais (et particulièrement des relais-tripôles) qu'ils soient aussi bien triode à vide, triode à semiconducteur, triode à air comprimé (applications de l'effet COANDA) ou tout autre relais à venir.

L'exposé suivant constitue une tentative de développement unitaire des propriétés générales des tripôles relais sur la seule base de leur rôle de relais. Il résume la présentation d'un cours professé depuis 1957 aux élèves des Ecoles d'Ingénieurs en Electronique et Radioélectricité de l'Université de Grenoble.

1. Des relais comme éléments de circuits actifs

1.1. PRINCIPE GÉNÉRAL DES DISPOSITIFS AMPLIFICATEURS

1.1.1. *Rôle technique général des relais*

Rappelons que, dans sa recherche du mieux-être, l'homme se voit confronté à trois problèmes que le lecteur détaillera lui-même :

— la quête de sources d'énergie si possible inépuisables et aisément utilisables,

— la transformation de la forme de l'énergie pour en faciliter l'utilisation (en particulier le transfert),

— la commande de l'énergie utilisée, si possible aux moindres frais énergétiques.

La solution à ce dernier problème nous est apportée par les dispositifs dénommés, de façon générale, relais et dont l'exemple le plus simple est le relais électromagnétique : l'ouverture ou la fermeture d'un circuit électrique à grande puissance y résulte du peu d'énergie fournie à un solénoïde d'aimantation. A l'autre extrémité de l'échelle des complexités structurelles, on pourrait citer l'ensemble du récepteur de radio comme relais modulant la puissance acoustique émise par un haut-parleur au rythme de la commande apportée par l'onde électromagnétique atteignant son antenne.

Il n'y a aucune raison de limiter la notion de relais à des dispositifs électriques et on pourrait multiplier à l'infini les exemples mécaniques, électromécaniques, hydrauliques, pneumatiques ou autres. Mais, au regard de la sensibilité, de la rapidité d'action, de l'économie en énergie de fonctionnement, de la fiabilité et du volume, il apparaît que ce sont les relais électriques, et mieux encore électroniques, qui offrent le plus de satisfactions à de nombreux utilisateurs. C'est en cela que réside l'importance prise par l'Electronique comme discipline scientifique et comme branche d'Industrie.

1.1.2. *Diagramme énergétique général*

Le relais n'est qu'un intermédiaire entre un réservoir d'énergie qui fournit la puissance totale Π et une charge qui en recueille la partie utile P, lorsqu'une source lui fournit la puissance de commande p. Malheureusement, il faut souvent tenir compte des pertes π du relais, dans lesquelles nous comprenons (pour le principe) les éventuelles pertes inutiles dues à une mauvaise conception de la liaison de la charge au relais. Ce dernier point de vue permet (en électronique) d'augurer favorablement de l'emploi du transformateur pour connecter la charge au relais lorsqu'il répond à des commandes périodiques rapides.

Le bilan énergétique $P = (\Pi - \pi) + p$ se retrouve aisément dans le diagramme de la figure 1.

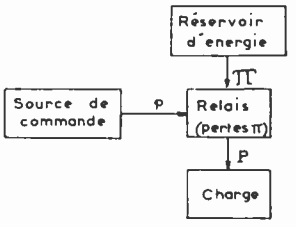


FIG. 1. — Bilan énergétique.

1.1.3. *Amplificateur*

L'intérêt premier du relais réside naturellement dans un rapport important de la puissance commandée P à la puissance de commande p. Ce rapport $G = P/p$ souvent supérieur à 1 vaut au montage la dénomination générale d'amplificateur. Si P est proportionnel à p, celui-ci est dit linéaire ce qui n'est matériellement possible que dans un domaine limité de P.

Il va de soi que l'amplificateur idéal serait celui qui :

— n'aurait pas de pertes internes π,

— n'exigerait aucune énergie pour sa commande.

Dans ce dernier cas, la commande serait dite « par tension » ou « par courant » (sans puissance en jeu). Quant au décompte des pertes internes π, il doit logiquement constituer un bilan total ce qui imposerait, dans le cas des tubes, d'y introduire le chauffage de la cathode dont l'énergie provient d'un réservoir général.

1.1.4. *Rendement de l'opération amplificatrice*

La définition du rendement d'un relais selon le sens physique est alors :

$$\eta = \frac{\text{puissance } \textit{utile} \text{ recueillie sur la charge}}{\text{puissance totale fournie au relais et à la charge}} = \frac{P}{\Pi + p} = \frac{P}{P + \pi} .$$

La considération du rendement, outre le choix entre les divers types de relais pour minimiser les pertes π, entraîne aussi celui du procédé d'amplification. En effet, on peut, à la limite, définir deux modes de fonctionnement, le mode analogique et le mode numérique, qui se distinguent tout autant par leur rendement que par leur comportement différent au regard d'instabilités variées (bruits.

Dans le mode analogique, la grandeur commandée sur la charge (tension ou courant) est l'image aussi

semblable que possible de la grandeur de commande. Pour obtenir ce résultat, il est nécessaire de « polariser » le relais en un point de repos autour duquel pourront se faire linéairement les variations des grandeurs électriques commandées. Mais cette polarisation exige du réservoir une énergie importante même lorsqu'il n'est pas appliqué de grandeur de commande (information) et le rendement s'en ressent en conséquence.

Par contre, dans le mode numérique, la commande opère par tout ou rien, l'information résidant dans le code de commande. On peut faire en sorte que, sans information à transmettre, le relais au repos ne consomme aucune énergie en plus du fait que, souvent, ses états extrêmes correspondent à des consommations minimales. Ce mode de fonctionnement, utilisé depuis fort longtemps pour la télégraphie, est en particulier à la base des propriétés intéressantes des dispositifs amplificateurs dits en classe B ou C par opposition à la classe linéaire A des techniques analogiques idéales. Il tend à devenir prépondérant depuis l'avènement des éléments à semiconducteurs et l'extension des procédés numériques de mesure, de commande et de contrôle (télémétrie, automatique, calcul, etc.).

Enfin, des considérations d'ordre technique sont à l'origine de l'intérêt de la notion de coefficient d'utilisation du relais définie par :

$$\zeta = \frac{\text{puissance } \textit{utile} \text{ recueillie sur la charge}}{\text{puissance } \textit{perdue} \text{ dans le relais et la charge}}$$

$$= \frac{P}{\pi} = \frac{\eta}{1-\eta} .$$

Cette fois encore, le fonctionnement « numérique » s'avère préférable au fonctionnement analogique en supprimant la perte permanente due à la polarisation au point de repos. Cependant, il faut, à ce stade, remarquer que le fonctionnement numérique (dit aussi en commutation) fait appel successivement à deux états distincts du relais pour lesquels on trouve souvent des propriétés extrêmement différentes. L'analyse du fonctionnement exige donc deux traitements successifs indépendants. Ce n'est qu'en technique analogique, pour laquelle le fonctionnement reste au voisinage du point de repos, que l'on peut relier les propriétés dynamiques du relais à une seule description physique schématique ou mathématique. C'est pourquoi la suite de cette étude sous-entendra une utilisation du relais selon de petites variations de tension ou courants compatibles avec le maintien d'une réponse linéaire.

1.1.5. *Amplificateur ou modulateur ?*

De ce qui précède, on déduit que la fonction amplification résulte directement de la « modulation » du transfert d'énergie du réservoir vers la charge au rythme de la commande imposée par la source. Les fonctions de modulation des relais n'exigent donc pas d'ouvrir (dans le principe) un nouveau chapitre de leur étude, si ce n'est sous l'aspect descriptif des circuits.

1.2. Montages des relais

1.2.1. *Montages pratiques*

Selon qu'il s'agit de réservoirs de tension (ou de pression) ou de réservoirs de courant (ou de débit), on conçoit logiquement les deux types d'association suivants (fig. 2) pour les trois éléments, réservoir, charge et relais.

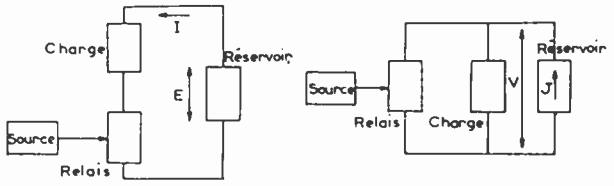


Fig. 2. — Montage des relais.

Montage en tension (série)	Montage en courant (parallèle)
Réservoir de tension : E = Cte	Réservoir de courant : J = Cte
Relais en impédance commandée	Relais en admittance commandée

Si le lecteur a des difficultés pour relier le montage « parallèle » à une réalisation quelconque, il reconnaîtra immédiatement, par contre, dans le montage « série » aussi bien l'amplificateur magnétique ou diélectrique, que celui à triode ou transistor sans oublier de nombreuses réalisations hydrauliques ou pneumatiques.

Cependant, quel que soit le montage réel choisi, pour un courant $I = I_0 + i$ (ou $V = V_0 + v$), tel qu'à I_0 (ou V_0) constant se superpose i (ou v) modulé dans le temps avec une valeur moyenne nulle, on aura

$$\Pi = EI_0 \text{ (ou } V_0 J) = C^{te}.$$

Dans ces conditions $P + \pi = \Pi + p$ est peu différent d'une constante (p est négligeable devant Π) et en cours de modulation les variations de P et π sont telles que $\Delta P + \Delta\pi = 0$ exprimant que la charge recueille une puissance que ne dissipe plus le relais (1).

D'un point de vue dynamique (lors de la modulation) le relais apparaît donc comme un générateur débitant de l'énergie dans une charge en semblant prendre cette énergie dans ses propres réserves, le réservoir n'apparaissant plus jouer le moindre rôle.

1.2.2. *Schémas dynamiques*

C'est bien ainsi que l'on conçoit finalement le rôle de générateur (élément actif) joué par un relais dans les circuits électriques. Partant d'un schéma quelconque de la figure 2, on aboutit dans les deux cas à l'une des deux représentations dynamiques de la figure 3 selon que l'on considère le relais actif comme générateur de tension ou de courant. Dans les deux cas, l'entrée soumise à l'action de la source est repérée par les grandeurs u_1 et i_1 alors que la sortie qui, dans la réalité, constitue l'impédance (ou l'admittance commandée), est affectée des grandeurs u_2 et i_2. Dans le cas courant des tripôles-relais, l'électrode commune

(1) Il en est de même pour les vrais dipôles à résistance négative naturelle : ce sont des relais particuliers aux bornes desquels viennent se confondre les circuits de commande et de charge.

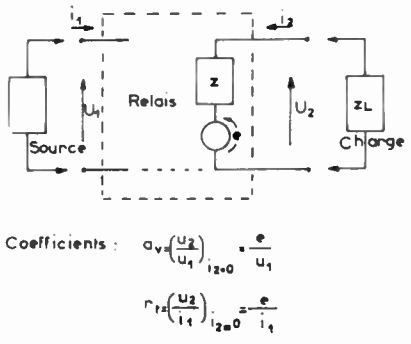


FIG. 3. — Présentation dynamique des relais.

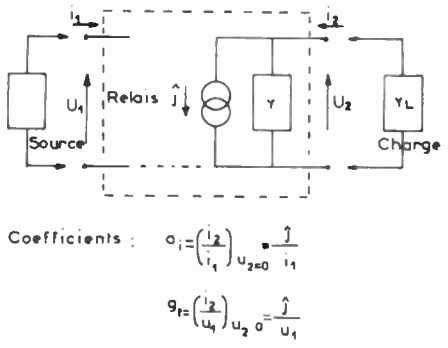


FIG. 4. — Représentation dynamique des relais.

à l'entrée et à la sortie sert de référence des potentiels aux deux extrémités (liaison pointillée dans les figures 3 et 4).

On constate qu'il faut affecter au relais des paramètres reliant les variations de grandeurs électriques selon les choix logiques qui suivent :

a) Pour le relais regardé comme générateur de tension, les grandeurs à faire intervenir sont :

— la transmittance en tension $A_v = \left(\frac{u_2}{u_1}\right)$ qui, pour une charge d'impédance infinie, devient

$$a_v = \left(\frac{u_2}{u_1}\right)_{i_2=0} = \frac{e}{u_1}$$

ou coefficient de transmittance en tension à circuit ouvert en sortie. Pour certains usages et au signe près, on a utilisé aussi les notations μ ou k.

— la transrésistance qui, dans le cas d'une charge d'impédance infinie, devient

$$r_t = \left(\frac{u_2}{i_1}\right)_{i_2=0} = \frac{e}{i_1}$$

ou coefficient de transrésistance à circuit ouvert en sortie. L'unité convenable pour la transrésistance est naturellement du type volt/ampère.

Selon les cas, la formule « fondamentale » de ce relais serait :

$$u_2 = a_v u_1 + \rho i_2 \qquad (1)$$

ou

$$u_2 = r_t i_1 + r_2 i_2, \qquad (2)$$

ainsi qu'il convient (dans la forme) à un générateur de tension quelconque. Les définitions de ρ et r_2 se déduisent des expressions précédentes :

$$\rho = \left(\frac{u_2}{i_2}\right)_{u_1=0} = r_{scc} \text{ et } r_2 = \left(\frac{u_2}{i_2}\right)_{i_1=0} = r_{sco}$$

en utilisant en indices *s* pour sortie, *cc* pour court-circuit (à l'entrée) et *co* pour circuit ouvert (à l'entrée).

Entre a_v et r_t on trouve la relation générale :

$$a_v = \left(\frac{u_2}{u_1}\right)_{i_2=0} = \left(\frac{u_2}{i_1}\right)_{i_2=0}\left(\frac{i_1}{u_1}\right)_{i_2=0} \text{ ou } a_v = r_t/r_{eco}$$

en utilisant l'indice *e* pour entrée et *co* pour circuit ouvert (à la sortie).

Bien entendu, ces représentations (schématiques et mathématiques) sont logiquement celles qui conviennent au calcul des tensions de sortie ; en particulier la première des deux (1) est toute indiquée lors d'une attaque en tension car elle donne d'emblée pour la transmittance en tension :

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + \rho} a_v$$

pour une charge R_L, en application directe du diviseur de tension. Notons à ce sujet que $|a_v|$ représente la valeur maximale de $|A_v|$.

b) Pour le relais regardé comme générateur de courant, les grandeurs à faire intervenir sont :

— la transmittance en courant $A_i = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)$ qui pour une charge de conductance infinie devient

$$a_i = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{u_2=0} = \frac{j}{i_1}$$

ou coefficient de transmittance en courant à sortie court-circuitée. Pour certains usages et au signe près, on a parfois employé au lieu de a_i les coefficients h_{21} ou α ou β ou γ ; nous conserverons seulement h_{21} ($= \beta$ en usage dans le transistor en émetteur commun).

— la transconductance qui dans le cas d'une charge de conductance infinie devient

$$g_t = \left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{u_2=0} = \frac{j}{u_1}$$

ou coefficient de transconductance à sortie court-circuitée. On retrouve cette grandeur selon les auteurs

et les composants sous l'écriture g_m ou S rappelant la « pente » des tubes. L'unité convenable s'exprime en ampère/volt.

Selon les cas, la formule « fondamentale » de ce relais serait :

$$i_2 = a_i i_1 + g_2 u_2 \qquad (3)$$

ou

$$i_2 = g_t u_1 + \sigma u_2 \qquad (4)$$

ainsi qu'il convient (dans la forme) pour un générateur de courant quelconque. Les définitions de g_2 et σ se déduisent aisément des expressions précédentes et se distinguent dans la façon de considérer l'entrée lors de la mesure du rapport u_2/i_2 :

$$g_2 = \frac{1}{r_2} = g_{sco} \qquad \sigma = \frac{1}{\rho} = g_{scc}.$$

Entre a_t et g_t on trouve la relation :

$$a_i = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{u_2 = 0} = \left(\frac{i_2}{u_1}\right)_{u_2 = 0} \quad \text{ou} \quad a_i = g_t \cdot r_{ecc},$$

si r_{ecc} désigne la résistance d'entrée mesurée en court-circuit sortie. Cette relation est d'usage courant dans le transistor sous la forme $\beta = Sr_e$ ou $h_{21} = Sh_{11}$.

Les représentations comme générateur de courant conviennent aux calculs des courants de sortie et, plus particulièrement dans le cas d'une attaque en courant, à la recherche du gain en courant

$$A_i = \frac{G_L}{G_L + g_2}\, a_i$$

ou

$$a_i = g_t \cdot r_{ecc}.$$

selon le principe d'une simple division de courant entre g_2 et la charge G_L. La représentation (3) sert couramment (avec une autre écriture des paramètres) pour le transistor. On remarque encore que le coefficient d'amplification de courant a_i est en grandeur la valeur maximale de la grandeur du gain en courant A_i.

c) Les relations entre les paramètres des deux représentations sont aisées à établir. Ce sont :

de (1) et (4) $\quad \sigma\rho = 1 \quad$ et $\quad a_v = -g_t/\sigma$

de (2) et (3) $\quad g_2 r_2 = 1 \quad$ et $\quad a_i = -r_t/r_2$.

La tradition des tubes à vide a popularisé la relation $a_v = -g_t/\sigma$ sous la forme $\mu = \rho S$ moyennant la définition convenable de μ, car on utilisait simultanément les relations (1) et (4) ; à ce sujet, nous pouvons regretter que certains ouvrages aient répandu la relation $\rho i_2 = \mu u_1 + u_2$ pour laquelle il est difficile de justifier un intérêt en vue de la représentation logique du tube comme générateur.

On peut résumer les relations trouvées sous les formes :

$$a_v = \frac{r_t}{r_{eco}} = -\frac{g_t}{g_{scc}}$$

$$a_i = \frac{g_t}{g_{ecc}} = -\frac{r_t}{r_{sco}} \qquad (5)$$

$$\frac{a_v}{a_i} = -\frac{r_{sco}}{r_{eco}} = -\frac{r_{scc}}{r_{ecc}}$$

la dernière exprimant une propriété générale des quadripôles.

1.2.3. *Dipôle commandé ou quadripôle actif ?*

Si on remonte aux figures 3, on constate qu'il n'y est fait aucune allusion au couplage en retour de la sortie vers l'entrée. Pour analyser le comportement de cette dernière, il devient nécessaire d'adjoindre au « dipôle commandé » de la sortie, un « dipôle de commande » que la source attaquera. Les propriétés du dipôle d'entrée s'exprimeraient à l'aide de coefficients tels que :

$$\overline{a_v} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{i_1 = 0} \qquad \overline{a_i} = \left(\frac{i_2}{i_2}\right)_{u_1 = 0}$$

$$\overline{g_t} = \left(\frac{i_1}{u_2}\right)_{u_1 = 0} \qquad \overline{r_t} = \left(\frac{u_1}{i_2}\right)_{i_1 = 0}$$

et on établirait des formules « fondamentales » d'entrée semblables aux relations (1), (2), (3) et (4), d'où on tirerait les égalités :

$$\overline{a_v} = \frac{\overline{r_t}}{r_{sco}} = -\frac{\overline{g_t}}{g_{ecc}} \qquad \overline{a_i} = \frac{\overline{g_t}}{g_{scc}} = -\frac{\overline{r_t}}{r_{eco}} \qquad (5')$$

Voyons d'abord le cas d'un couplage nul (ou négligeable) de la sortie vers l'entrée. Dans ce cas le relais se présente comme l'ensemble de deux dipôles, seul le deuxième (sortie) dépendant du premier (entrée) et l'ensemble se comportant vis-à-vis d'une charge comme un simple dipôle commandé. Les coefficients $\overline{a_v}$, $\overline{a_i}$, $\overline{g_t}$ et $\overline{r_t}$ sont alors tous nuls ; le dipôle de commande se réduit à un terme dissipatif de valeur constante r_{e0} tel que :

$$u_1 = r_{e0} i_1 \quad \text{ou} \quad i_1 = g_{e0} u_1 \quad \text{avec} \quad g_{e0} = 1/r_{e0}.$$

Quant au dipôle de sortie, il présente (à impédance de source variable) une impédance constante

$$r_{sco} = r_{scc} = r_{s0} \quad \text{en vertu des relations (5).}$$

Réciproquement, la constance (relative) de l'impédance d'entrée d'un relais permet de le considérer comme un dipôle commandé avec les conséquences vues ; c'est, en pratique, le cas du transistor jonction dans le montage en émetteur commun traditionnel.

Une autre situation intéressante se manifeste lorsque la commande du relais n'exige pratiquement aucune énergie ce qui n'a lieu que pour les dispositifs fonctionnant soit à courant i_1 (quasi) nul, soit à

tension u_1 (quasi) nulle. I a constance de l'impédance d'entrée (infinie ou nulle) entraîne encore celle de l'impédance de sortie, mais les quatre représentations possibles du dipôle de sortie se réduisent à deux, avec une seule valeur possible pour le terme dissipatif :

$$r_{s0} = r_{scc} \quad \text{si} \quad i_1 \equiv 0, \qquad r_{s0} = r_{sco} \quad \text{si} \quad u_1 \equiv 0.$$

Tout revient encore à considérer un couplage nul de la sortie vers l'entrée puisque celle-ci ne peut manifester l'effet d'une variation imposée des grandeurs de sortie par l'apparition d'une tension ou d'un courant dans une impédance d'attaque finie.

Finalement, triode, transistor à effet de champ et transistor jonction (en émetteur commun) peuvent être traités semblablement comme des dipôles commandés avec, pour caractéristique fondamentale, celle du dipôle de sortie. Cette façon de voir, d'utilité courante, enlève au transistor jonction le prestige d'une inutile complexité que l'on a parfois invoquée pour l'opposer à la triode à vide.

Enfin, si la sortie réagit sur l'entrée, on doit en tenir compte aussi bien dans l'écriture mathématique qui exige alors deux équations à quatre paramètres que dans le schéma électrique qui nécessite un générateur réel aussi bien pour la sortie que pour l'entrée. Les systèmes de paramètres possibles sont nombreux et le choix de l'un d'eux ne devrait résulter que la recherche de la meilleure description des propriétés physiques et électriques du composant. Il est par exemple évident que l'introduction des capacités interélectrodes dans le tube à vide ou le transistor à effet de champ entraîne le choix logique d'un système de paramètres « y » (admittances) et l'on peut avancer que l'emploi des paramètres « h » (hybrides) pour le transistor jonction n'est peut-être pas le meilleur du point de vue physique s'il l'est cependant sous l'aspect technique (générateur de courant de sortie, entrée attaquée préférentiellement par des générateurs de tension). Nous désignerons des tripôles-actifs satisfaisant à ces propriétés sous le terme « quadripôles-relais ».

1.3. Propriétés caractéristiques a exiger d'un bon relais

Il est évident que n'importe quelle structure tri ou quadripolaire ne peut systématiquement constituer un bon relais. En ce qui concerne les tripôles, l'histoire nous a déjà permis d'apprécier la différence car si la triode à vide et le transistor à jonctions p-n se sont avérés satisfaisants dans cette fonction, on n'en peut dire de même du transistor à pointe ; la conséquence en a été sa disparition rapide dès qu'un élément comparable mais meilleur a été réalisé.

A quoi cela tient-il qu'un tripôle soit ou ne soit pas un bon relais ? La réponse est dans sa structure physique qui détermine ses propriétés électriques. C'est pourquoi avant d'agir sur les conditions de son élaboration il faut énoncer les impératifs auxquels doivent satisfaire les propriétés électriques du bon relais. On disposera alors de critères pour juger de la validité de toute nouvelle proposition de tripôle actif et estimer son espérance de vie. Il est évident qu'un développement exhaustif sur les tripôles actifs, que nous ne pouvons faire ici, exigerait de justifier les propriétés électriques par les interactions physiques intérieures.

La notion de bon relais c'est-à-dire de générateur (vers la sortie) commandé par la source (à l'entrée) exige :

a) qu'en toutes circonstances l'entrée apparaisse comme un terme non régénératif

$$r_e = \left(\frac{u_1}{i_1}\right) \text{ non négatif} \quad \text{ou} \quad g_e \text{ non négatif.}$$

Le contraire en ferait un générateur vers la source.

b) qu'en toutes circonstances, sans commande à l'entrée, la sortie apparaisse comme un terme non régénératif :

$$r_s = \left(\frac{u_2}{i_2}\right) \text{ non négatif} \quad \text{ou} \quad g_s \text{ non négatif.}$$

Le contraire signifierait que l'élément considéré est, en certaines circonstances, par nature, un générateur en lui-même.

c) que le relais ne fournisse la puissance P à la charge que s'il a lui-même reçu la puissance de commande p à son entrée c'est-à-dire que l'on ait :

$$G = \frac{P}{p} = \frac{(-u_2 i_2)}{u_1 i_1} = -A_i \cdot A_v > 0$$

ou

$$\boxed{A_t A_v < 0}$$

Comme, pour le bon relais, on a déjà exigé r_e et r_s toujours positifs et que l'on utilise une charge dissipative d'énergie, de $A_v = m_{av}$ et $A_t = n_{at}$ (m et n compris entre 0 et 1), on déduit la condition :

$$\boxed{a_t a_v < 0}$$

Or la combinaison des expressions possibles de a_v et a_t donne les relations générales (5') :

$$a_t a_i = r_t g_t \frac{r_{scc}}{r_{sco}} = r_t g_t \frac{r_{ecc}}{r_{eco}} = -g_t^2 \cdot r_{ecc} \cdot r_{scc}$$

$$= -r_t^2 \cdot g_{eco} \cdot g_{sco}. \qquad (5')$$

On y retrouve des relations entre impédances classiques pour les quadripôles et on y constate que la satisfaction aux conditions *a* et *b* entraîne ipso facto celle à la condition *c*. De plus, on note que dans un bon relais non seulement a_t et a_v sont de signes opposés mais qu'il en est de même de g_t et r_t.

1.4. En conclusion

« Pour qu'un relais soit « bon » il suffit que, quelles que soient les circonstances d'emploi, ses impédances

d'entrée ou de sortie ne puissent devenir régénératives. En conséquence, un « bon » relais a toujours des gains en tension et en courant opposés en signe (en ce qui concerne leurs parties réelles) ».

On sait ce qu'il est advenu du transistor à pointes pour n'avoir pas satisfait à ces conditions, et on peut constater sur les relations (5) que l'existence possible d'une impédance négative à l'entrée entraînait d'emblée la possibilité du même phénomène à la sortie et vice-versa.

Dans ce texte, ainsi que dans la suite, nous traitons systématiquement des impédances sous la forme résistance ou conductance ; le lecteur saura étendre nos conclusions chaque fois que cette forme recouvre la notion d'impédance en tant que moyen d'échange énergétique et fera naturellement appel aux parties réelles des impédances ou admittances.

2. Des tripôles actifs en relais

2.1. Nomenclature des montages possibles des tripoles

On sait déjà que les tripôles seront utilisés comme quadripôles avec une électrode commune à l'entrée et à la sortie, cette électrode commune servant de « masse » dans le sens de référence des potentiels pour le tripôle.

Il est évident qu'il existe six possibilités de « montages » d'un tripôle donné et pour les désigner nous placerons les numéros repères des électrodes (i, j, k) dans l'ordre :

électrode commune,
électrode d'attaque,
électrode de sortie.

Exemple, pour un transistor avec les repères arbitraires i pour l'émetteur, j pour la base et k pour le collecteur, le montage traditionnel à émetteur commun et attaque par la base (sous-entendue) se désignerait par ijk.

Le gain en tension s'exprimerait sous la forme :

$$A_{ijk} = \frac{u_{k/i}}{u_{j/i}}$$

tandis que le gain en courant s'écrirait :

$$B_{ijk} = \frac{i_k}{i_j}.$$

En toute rigueur, on devrait donc toujours qualifier un montage par deux termes tels que les électrodes commune et d'attaque (ou, et de sortie) en associant au quadripôle un sens positif du courant dans les électrodes non communes que nous prendrons dans le sens entrant.

Nous rappelons que pour le tripôle, nous prenons aussi le courant positif d'électrode comme entrant dans le tripôle. Nous verrons plus loin pourquoi l'usage a ramené les six montages possibles à trois seulement dans la pratique.

2.2. Tripole non polarisé et tripole polarisé

Un tripôle constitué uniquement de termes passifs et placé dans un circuit électrique sera parcouru par des courants et sera soumis à des différences de potentiels dont les sens et rapports relatifs dépendront du circuit dans lequel est placé ce tripôle. En particulier pour un tripôle réalisé à l'aide d'éléments passifs dissipatifs (résistances et conductances) on sait que l'on ne peut avoir pour le gain en tension que $0 < A_v < 1$ et pour le gain en courant que $-1 < A_i < 0$ (selon les conventions de i positif pour un courant entrant) si ce tripôle est monté en quadripôle.

Par contre, un tripôle sera « polarisé » s'il existe des relations fixes de sens et grandeurs entre certains courants d'électrodes et certains potentiels interélectrodes. De la même façon que pour les dipôles, seuls les tripôles « polarisés » sont susceptibles d'avoir un rôle « générateur » donc de constituer des éléments de circuit « actifs ».

Cette « polarisation » peut être de nature physique et immuable ; c'est ainsi que dans la triode à vide, la cathode chaude est la source de tous les courants et ce courant de cathode n'est fonction que des potentiels des autres électrodes. Elle peut être aussi de nature physique, mais associée à certaines conditions (dites de polarisation au sens technique traditionnel) choisies par l'utilisateur ; c'est ainsi que dans le transistor jonction dont la base est maintenue à un potentiel intermédiaire entre ceux des extrémités, celles-ci *acquièrent* un rôle différencié d'émetteur et de collecteur, l'émetteur devenant la source de tous les courants. Cet état de polarisation interne en tripôle actif ne subsiste que si on maintient la polarisation extérieure convenable ; c'est pourquoi les propriétés du transistor en commutation diffèrent de celles du transistor dans son montage pour l'amplification linéaire traditionnelle.

2.3. Des gains en tensions pour les tripoles polarisés

Par définition de la polarisation, les relations entre courants intraélectrodes et tensions interélectrodes subsistent lorsque l'on échange la position des électrodes vis-à-vis des circuits extérieurs.

En désignant les électrodes par i, j et k, la relation

$$u_{i/j} + u_{j/k} + u_{k/i} = 0$$

permet de comparer, lors d'un emploi quelconque du tripôle polarisé, les gains en tensions des « montages », pris deux par deux :

— soit de même électrode de sortie (fig. 5) ce qui donne trois relations de la forme :

$$A_{ijk} + A_{jik} = 1 \qquad (6)$$

— soit de même électrode d'entrée (fig. 6), ce qui donne trois relations de la forme :

$$\frac{1}{A_{ijk}} + \frac{1}{A_{kji}} = 1. \qquad (7)$$

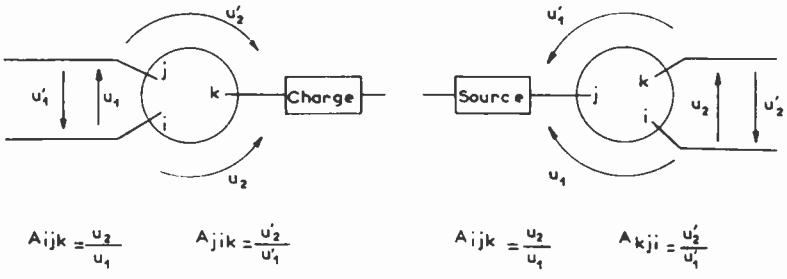


Fig. 5 et 6

Si, dans la comparaison des montages à même sortie, la charge est prise de conductance nulle (courant de sortie nul), les conditions d'attaque sont identiques et les relations (6) se transforment en (6′) entre coefficients d'amplification de tension des montages de même sortie :

$$a_{ijk}+a_{jik} = 1 \qquad (6')$$

Sur la fig. 6, on constate que les relations (7) ne permettent de comparer que des montages fonctionnant à même courant d'entrée. C'est pourquoi elles ne pourront être transposées en relations entre paramètres a_v caractéristiques de montages que si ceux-ci ont en toutes circonstances le même courant d'entrée ce qui n'est guère possible qu'à courant d'entrée systématiquement nul : ce cas concerne certains dipôles-relais pour lesquels seulement nous pourrions écrire :

$$\frac{1}{a_{ijk}}+\frac{1}{a_{kji}} = 1. \qquad (7')$$

Cependant, de façon générale, on sait que les A_{ijk} sont de la forme $m \cdot a_{ijk}$ avec $0<m<1$ et les solutions possibles pour les a_{ijk} sont celles qui satisferont à la fois aux relations (6′) et (7′).

Les relations (6′) excluent des a_{ijk} tous négatifs et si, considérées seules elles admettraient six a_{ijk} compris entre 0 et 1, les relations (7) excluent cette possibilité. Le lecteur vérifiera qu'il ne reste plus comme solution que :

— deux montages de gain en tension négatif : de même électrode commune (prenons i),

— deux montages de gain en tension compris entre 0 et 1 : de même électrode de sortie qui est alors i,

— deux montages de gain en tension supérieure à 1 : de même électrode d'entrée qui est encore i.

Noter que r_i reste du même signe que a_v dans chaque montage.

2.4. Des gains en courants pour les tripoles polarisés

Le tripôle étant inclus dans un circuit quelconque, l'analyse de ses courants d'électrodes permettra de trouver des relations entre les amplifications en courant de ses divers « montages ».

En particulier de la relation de conservation des charges

$$i_i+i_j+i_k = 0$$

on déduit les gains en courant pour des montages pris deux à deux :

— soit de même électrode d'entrée, ce qui donne trois relations de la forme :

$$B_{ijk}+B_{kji} = -1 \qquad (8)$$

— soit de même électrode de sortie donnant trois relations du type

$$\frac{1}{B_{ijk}}+\frac{1}{B_{iji}} = -1 \qquad (9)$$

Si, dans les deux montages à même entrée, on prend une charge de résistance nulle, les conditions d'attaque du tripôle sont identiques et les relations (8) deviennent les relations (8′) exprimant par définition les coefficients d'amplification de courant :

$$b_{ijk}+b_{kji} = -1 \qquad (8')$$

Les relations du type (9) ne s'étendraient aux coefficients b_{ijk} que si dans deux montages de même sortie on avait toujours les mêmes conditions d'entrée entre les deux autres électrodes ce qui serait le cas pour des montages à impédances d'entrée toujours nulle. Ce type de relais ne se présente pas de façon courante, mais il se concevrait dans des dispositifs commandés par courant à tension (continue) quasi-constante (courant d'ionisation dans les gaz ou d'avalanche dans les solides). Nous n'en traiterons donc pas plus longuement.

De même que précédemment le lecteur déduirait des relations (8′) selon les conditions exprimées en (9) que les seules solutions possibles sont :

— deux montages de gain en courant positif : de même électrode commune (prenons arbitrairement j),

— deux montages de gain en courant compris entre 0 et -1 : de même électrode d'entrée qui est alors l'électrode j,

— deux montages de gain en courant inférieur à -1 : de même électrode de sortie qui se trouve être l'électrode j.

Quel que soit le montage, g_i reste du signe de a_i.

2.5. Montages pratiques des tripoles-relais

On vient de constater que pour seulement deux montages (de même électrode commune) on avait un gain en tension négatif et de même que pour seulement deux montages (de même électrode commune) on avait un gain en courant positif. Un tripôle ne sera un bon relais ($a_v a_i<0$) que si les deux électrodes communes précédentes sont confondues.

En conséquence « si un tripôle-relais est un bon relais pour un montage, il l'est aussi pour tous les

autres, pour lesquels on aura toujours le produit $a_v a_i$ négatif ».

Nous appellerons *électrode de référence* R celle qui, utilisée en électrode commune, donne des montages à gains négatif en tension et positif en courant. Cette électrode R est donc la source du courant des deux autres électrodes et selon les cas concrets s'appelle cathode, émetteur ou source.

Si on considère l'amplification en tension, il est évident que l'on doit choisir ensuite pour électrode d'entrée celle qui aura le plus d'influence électrique sur le courant de l'électrode de référence R : ce sera donc l'électrode la plus proche de R et nous l'appellerons I. Comme souvent elle s'interpose entre R et la troisième électrode, elle a alors pour effet complémentaire de réduire l'influence de cette troisième que nous prendrons pour électrode de sortie O. Ce montage $R.I.O.$ sera pour nous le *montage de référence*, car à son grand gain en tension s'associe souvent un grand gain en courant soit du fait de sa constitution physique (base mince du transistor jonction) soit du fait de la polarisation choisie (grille de commande négative des tubes à vide). C'est pourquoi le montage de référence est généralement de tous le plus intéressant pour le gain en puissance sans oublier que parfois le faible courant d'entrée (tube à vide, transistor à effet de champ) lui confère aussi une très grande impédance d'entrée. Il est évident que le montage $R.O.I.$, inverse du montage de référence $R.I.O.$, aura des gains en tension et en courant inférieurs (de l'ordre des inverses en grandeurs) à ceux de $R.I.O.$ repérés par a_v et a_i simplement.

Recherchons maintenant le montage le plus intéressant parmi les deux ayant pour électrode commune l'électrode O (de sortie dans le montage de référence : anode, collecteur ou drain). On sait déjà que ces montages ont un gain en tension positif et un gain en courant négatif. Par comparaison des valeurs de gains ou de coefficients d'amplifications, on déduit que le montage à entrée par I soit le montage $O.I.R.$ est le plus intéressant avec :

— coefficient d'amplification de courant :

$$b_{OIR} = -(1+b_{RIO})$$

supérieur toujours à $B_{ORI} = -\dfrac{B_{ROI}}{1+B_{ROI}}$

en raison des conditions courantes de polarisation vues précédemment.

— gain en tension

$$A_{OIR} = -\frac{A_{RIO}}{1-A_{RIO}} \leqslant 1$$

comparable à celui possible au mieux pour

$$a_{ORI} = 1-a_{ROI} \simeq 1.$$

Le montage le plus intéressant est donc le montage $O.I.R.$, avec même électrode d'entrée que le montage de référence $R.I.O.$ C'est aussi le plus utilisé après lui et pour cela nous lui affecterons des paramètres primés. On sait déjà que

$$a'_i = -(1+a_i)$$

et que $\qquad 0 < a'_v < 1.$

Ce montage est dit, selon des cas concrets, à collecteur commun ou à cathode suiveuse par exemple.

Enfin, une discussion semblable amènerait à conclure que parmi les montages à électrode commune I, le plus intéressant est celui qui prend pour électrode d'entrée l'électrode de référence R soit le montage $I.R.O.$ En lui affectant des paramètres secondés, on déduit aisément que l'on doit avoir :

$$a''_v = 1-a_v \qquad \text{et} \qquad -1 < a''_i < 0.$$

Le montage concret correspondant s'appelle par exemple grille commune ou base commune, sous-entendant l'entrée par la cathode ou l'émetteur.

La figure 7 réunit les schémas des *trois* montages pratiques en donnant, comme repère interne, l'allure du partage des courants entre électrodes ainsi qu'on le rencontre dans les cas usuels.

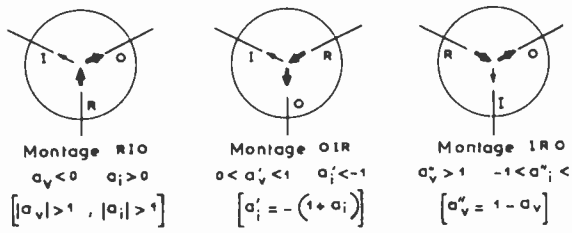


FIG. 7. — Les trois montages pratiques des tripôles-relais.

2.6. RELATIONS ENTRE LES AMPLIFICATIONS INVERSES DES MONTAGES

Nous avons jusqu'ici considéré les tripôles comme montés en relais c'est-à-dire susceptibles d'avoir un comportement de circuit actif vis-à-vis de la charge grâce au transfert de l'énergie prise au réservoir. Cependant pour connaître la réaction de la sortie sur l'entrée (ou amplification dite inverse), il suffit de soumettre la sortie à l'action d'une source sans utiliser la fonction-relais assurée par le circuit de sortie connectant la charge au réservoir. L'absence de celui-ci donne au tripôle un comportement passif dans le cas d'un « bon » relais et par suite les amplifications inverses ont pour coefficients :

$$0<\bar{a}_v<1 \text{ et } -1<\bar{a}_i<0$$

Des relations du type (6) sont encore valables en échangeant les rôles de l'entrée et de la sortie et donnent :

$$\bar{A}_{ijk}+\bar{A}_{kji} = 1$$

qui se traduisent lors d'une mesure à circuit d'entrée ouvert par :

$$\bar{a}_{ijk}+\bar{a}_{kji}=1$$

Dans la pratique, cette relation sert pour la comparaison des montages *R.I.O.* et *O.I.R.* sous la forme :

$$\bar{a}'_v=1-\bar{a}_v.$$

Des relations semblables pour l'amplification inverse de courant :

$$\bar{h}_{ijk}+\bar{h}_{jik}=-1$$

permettraient, si cela était utile dans un système de paramètres convenables, de comparer les montages de même sortie lors de mesures à court-circuit à l'entrée ; par exemple pour les montages *R.I.O.* et *I.R.O.* on a rigoureusement :

$$\bar{a}''_i=-1-\bar{a}_i$$

comme on le vérifie aisément dans l'usage des triodes à grille négative.

3. Des tripôles comme quadripôles-relais et dipôles-relais

3.1. Choix des systèmes de paramètres

Nous avons utilisé jusqu'ici des systèmes de paramètres dont les équations de définition faisaient apparaître directement le comportement actif (générateur) du relais quelle que soit sa structure matérielle. On peut regretter que l'apparition d'un nouveau composant entraîne l'adoption d'un autre système de paramètres ce qui a pour effet d'inciter l'étudiant à penser que certaines relations entre paramètres sont des propriétés caractéristiques de l'élément étudié alors qu'elles sont générales à tous quand elles ne sont pas aussi partagées par les quadripôles quelconques même passifs. C'est en particulier le cas pour les relations entre impédances d'entrée et de sortie :

$$\frac{R_{eo}}{G_{so}}=\frac{\sqrt{r_{ecc}r_{eco}}}{\sqrt{g_{scc}g_{sco}}}=\frac{r_{ecc}}{g_{sco}}=\frac{r_{eco}}{g_{scc}}\left(=\frac{h_{11}}{h_{22}}\right)$$

où R_{eo} et G_{so} désignent la résistance « image » d'entrée et la conductance « image » de sortie et qu'on voit surtout associées aux paramètres « h » dans les traités sur les transistors. Une présentation dans un esprit plus large serait plus profitable à l'étudiant et lui permettrait d'étendre sans effort ces relations à d'autres systèmes de paramètres.

Les notations générales (du type r_{eco}), riches de sens physique, ne sont cependant guère utilisées pour la représentation des quadripôles. On leur préfère des systèmes de paramètres susceptibles de s'intégrer aisément dans des représentations matricielles et parmi eux les paramètres « h » traditionnels qui mettent l'accent sur la génération de courant à la sortie en liaison avec la tension d'entrée :

$$u_1=h_{11}i_1+h_{12}u_2$$
$$i_2=h_{21}i_1+h_{22}u_2$$

On peut regretter, nous le rappelons, que de telles représentations s'éloignent de la notion de transconductance souvent à la base du processus physique qui régit le relais et dont on verra à nouveau l'importance plus loin.

3.2. Des relations d'impédances pour les « bons » relais

Nous nous attacherons aux relations générales dans le « bon » relais tout en en déduisant des expressions utiles dans le système « h ».

Nous devons d'abord introduire la notation :

$$\Delta=h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}$$

qui entraîne les expressions simples :

$$a_i=h_{21}\qquad a_v=-\frac{h_{21}}{\Delta}\qquad a_va_i=-\frac{h_{21}^2}{\Delta}\qquad \frac{a_v}{a_i}=-\frac{1}{\Delta}$$

$$\Delta=r_{ecc}g_{scc}=r_{eco}g_{sco}=R_{eo}G_{so}$$

exigeant que, quel que soit le montage, puisque le signe de a_va_i se conserve, on ait toujours : Δ positif.

Les impédances extrêmes d'entrée et de sortie s'écrivent :

$$r_{ecc}=h_{11}\qquad r_{eco}=\frac{\Delta}{h_{22}}$$

$$g_{sco}=h_{22}\,(=g_2)\qquad g_{scc}=\frac{\Delta}{h_{11}}\,(=\sigma).$$

De façon générale, on a :

$$r_e=h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}+G_L}\qquad g_s=h_{22}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}+R_A}$$

de forme aisée à retenir si derrière les deux équations définissant les paramètres « h » on voit les schémas électriques correspondants ($R_L=1/G_L$ est l'impédance de la charge utilisée et R^* l'impédance interne de la source de commande.

Pour les trois montages d'usage déjà choisis et rappelés sur la figure 7, on peut exprimer les variations d'impédance en fonction de la charge et de l'attaque selon les graphiques (traditionnels pour le transistor) de la figure 8 dans lesquels on reprend les notations *R*, *I* et *O* pour repérer les électrodes. On rappelle que le tracé général de ces graphiques se déduit simplement des signes de $a_i=h_{21}$ et $\bar{a}_v=h_{12}$ déjà comparés précédemment et de l'identité de comportement de deux montages de même entrée ou de même sortie dans certaines conditions d'impédances extrêmes (zéro ou l'infini) de la charge R_L et de la source R_A.

Les graphiques 8 expriment une propriété physique générale du tripôle monté en quadripôle et

si nous en donnons quelques résultats en paramètres « h » c'est pour satisfaire à une tradition récente. Sur ces graphiques on lira les rôles relatifs joués par les électrodes et on déduira aisément les relations courantes :

$$h'_{11} = h_{11} \quad h'_{22} = h_{22} \quad h''_{11} = \frac{\Delta'}{h'_{22}} \quad h''_{22} = \frac{\Delta'}{h'_{11}}$$

que le lecteur traduira en notation du type r'_{ecc}, etc., et desquelles il déduira que le rapport :

$$\frac{R_{eo}}{G_{so}} = \frac{h_{11}}{h_{22}} = \frac{r_{ecc}}{g_{sco}} = \frac{r_{eco}}{g_{scc}} = \text{une même CONSTANTE pour tous les montages.}$$

De plus, des relations :

$$g_{scc} = \frac{\Delta}{h_{11}} = \frac{\Delta''}{h''_{11}} = g''_{scc} \qquad r_{eco} = \frac{\Delta}{h_{22}} = \frac{\Delta''}{h''_{22}} = r''_{eco}$$

$$r''_{ecc} = h''_{11} = \frac{h'_{11}}{\Delta'} = r'_{scc} \qquad g'_{sco} = \frac{h'_{22}}{\Delta'} = h''_{22} = g''_{scc}$$

on tire $\Delta = \Delta' \cdot \Delta''$ avec Δ, Δ' et Δ'' positifs.

Comme il s'agit d'un « bon » relais, les impédances d'entrée et de sortie ne peuvent être que positives et les courbes du graphique ne peuvent présenter de discontinuités ; celles-ci traduiraient en effet une variation brutale d'impédance à associer à un passage par zéro ou l'infini donc à un changement de signe possible des impédances.

Le lecteur introduira sur la figure 8, s'il le désire, le lieu des impédances d'adaptation (images) sous la forme d'une droite en coordonnées logarithmiques ou d'une hyperbole en coordonnées arithmétiques.

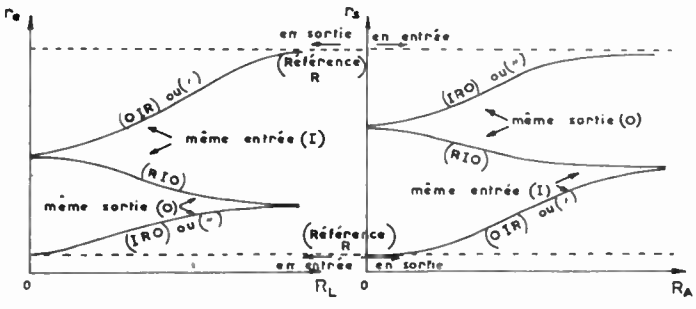


FIG. 8. — Les impédances d'entrée et de sortie des trois montages.

Il faut noter que les conclusions générales des graphiques restent valables pour des tripôles dans lesquels les paramètres prennent une expression complexe $(a+jb)$; c'est le cas de l'impédance d'entrée de la triode (à charge résistive) du fait de l'existence des capacités interélectrodes.

3.3. RELATIONS APPROCHÉES UTILES POUR LES TROIS MONTAGES

Dans la pratique, on l'a vu, le montage de référence (*R.I.O.*) a été choisi à grands gains de tension (négatif) et de courant (positif) ce qui permet la comparaison aisée des transconductances des trois montages :

montage *R.I.O.* de référence :

$$g_t = \frac{a_i}{r_{ecc}} \qquad \text{ou} \qquad g_t = -\frac{a_v}{r_{scc}}$$

montage *O.I.R.* :

$$g'_t = \frac{a'_i}{r'_{ecc}} = -\frac{a_i+1}{r_{ecc}} \neq -g_t \quad \text{si } a_i > 1$$

montage *I.R.O.* :

$$g''_t = -\frac{a''_v}{r''_{scc}} = -\frac{1-a_v}{r_{scc}} \neq -g_t \quad \text{si } a_v < -1.$$

Dans la pratique, les trois montages usuels ont, au signe près, à très peu près *la même transconductance* (ou pente). Cette grandeur est donc bien caractéristique du tripôle matériel et son introduction dans les relations entre paramètres facilite la comparaison des propriétés entre « montage ». Les mêmes conclusions s'appliqueraient naturellement à la transrésistance si elle était d'un emploi courant.

Pour le montage de référence *R.I.O.* pour lequel $|a_v| = h_{21}/\Delta$ est généralement supérieur à 1, ainsi que $h_{21} = \beta$, les paramètres sont tels que :

$$h_{21} \gg h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} > 0$$

ou $h_{12} \ll 1$ $\qquad h_{21} > h_{11}h_{22}$ $\qquad$ et $\Delta \neq h_{11}h_{22}$

Pour le montage suivant (*O.I.R.*) tenant compte des relations rigoureuses :

$$h'_{21} = -(\beta+1),\ h'_{12} = 1-h_{12},\ h'_{11} = h_{11} \text{ et } h'_{22} = h_{22}$$

on déduit les relations approchées traditionnelles :

$$h'_{21} \neq -\beta \qquad h'_{12} \neq 1 \qquad \Delta' \neq \beta \qquad g'_{scc} = \frac{\Delta'}{h'_{11}} \neq g_t$$

et $0 < a'_v \leqslant 1$ tel que $a'_v \simeq \dfrac{h'_{21}}{\Delta'} \sim 1.$

Quant au troisième montage (*I.R.O.*), heureusement le moins utilisé, il n'y a guère de ses paramètres qui puissent s'exprimer rigoureusement de façon simple. On peut cependant en retrouver aisément les formulations exactes à l'aide des relations déjà énoncées au paragraphe précédent et auxquelles il convient d'ajouter :

$$a''_v = 1 - a_v \neq -a_v$$

$$a''_i = h''_{21} = -\frac{\Delta + h_{21}}{\Delta'} \sim -1$$

et

$$h''_{12} = \frac{\Delta - h_{12}}{\Delta'} \simeq \frac{h_{11}h_{22}}{\beta} \ll 1.$$

D'où les valeurs approchées aisées à retenir :

$$h''_{11} \# \frac{h_{11}}{\beta} \# \frac{1}{g_t} \qquad h''_{22} \# \frac{h_{22}}{\beta} \qquad \Delta'' \# \frac{h_{11}h_{22}}{\beta}.$$

Un tableau résumant les résultats ci-dessus montrerait immédiatement des propriétés connues pour le tube ou pour le transistor à la condition de l'écrire dans les notations d'usage pour chacun d'eux.

Enfin, rappelons que la conservation approchée de la transconductance g_t entraîne celle du rapport h_{21}/h_{11} qui permet de recouper les résultats précédents.

3.4. Expressions logiques des amplifications

Celles-ci, nous l'avons vu, étaient une conséquence de la fonction relais assurée par le tripôle et elles sont naturellement :

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + r_{scc}} a_v \qquad A_i = \frac{G_L}{G_L + g_{sco}} a_i$$

et $$G = -A_v A_i = -\frac{a_v a_i}{(R_L + r_{scc})(G_L + g_{sco})}.$$

Ces expressions conservent tout leur sens physique et le remplacement ultérieur de leurs termes par d'autres notations (rigoureuses ou approchées) est tellement aisé qu'on ne voit pas la nécessité d'alourdir les formulaires en les citant en différents systèmes de paramètres. Par exemple, il apparaît immédiatement qu'à l'adaptation on aura :

$$G_0 = -\frac{a_v a_i}{\left(1 + \sqrt{\frac{r_{scc}}{r_{sco}}}\right)^2}$$

que l'on peut à volonté traduire en fonction de a_t, a_v ou g_t selon la nature du tripôle.

Les graphiques comparant les gains en fonction de la charge pour les trois montages ne présentent pas un intérêt particulier ici, notre propos étant seulement de rappeler qu'ils s'appliqueraient aussi bien, avec les précautions nécessaires, à tous les types de tripôles-relais selon les montages précédemment décrits.

3.5. Propriétés complémentaires propres aux dipôles-relais

Si on reprend les approximations précédemment faites en raison de leur validité fréquente :

$$h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} > 0 \qquad \text{ou} \qquad \frac{h_{11}h_{22}}{h_{12}h_{21}} > 1$$

on trouve que :

$$\frac{r_{sco}}{r_{scc}} = \frac{r_{eco}}{r_{ecc}} = 1 - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}} \quad \text{est proche de 1.}$$

Ceci revient à dire que les résistances d'entrée et de sortie sont pratiquement invariables et que le système se comporte en première approximation comme un dipôle-relais. C'est pourquoi le montage de référence d'un tripôle peut souvent être considéré comme un simple dipôle commandé ; c'est le cas du transistor-jonction en montage émetteur-commun pour lequel cette façon de faire entraîne une erreur n'excédant pas 10 %.

$$\left(\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}} < \frac{1}{10}\right).$$

Bien entendu, les tripôles à courant d'entrée négligeable (inférieur à 10^{-8} A) devant les autres courants, de l'ordre de 10^{-3} A, satisfont d'emblée à la définition du dipôle commandé dans certains de leurs montages (cathode ou source en commun, anode ou drain en commun) pour autant que la fréquence n'oblige pas à considérer un couplage capacitif entre sortie et entrée.

Rappelons que, pour les dipôles commandés, le nombre de paramètres utiles est nettement réduit et que, en particulier, il n'existe plus qu'une seule impédance d'entrée et une seule impédance de sortie. De plus, en ce qui concerne les autres paramètres, il est nécessaire, avant d'en traiter, de connaître l'origine du comportement en dipôle commandé. Supposons avoir affaire à des tripôles ayant un courant nul dans l'électrode *I* (tube à vide, transistor à effet de champ). On trouve alors, pour le montage *O.I.R.*, en complément aux relations générales rigoureuses des quadripôles :

$$a'_v = \frac{-a_v}{1 - a_v} \leqslant 1 \qquad \text{(de la relation (6'))}$$

$$g'_t = -g_t \qquad g'_{s_0} = g_t + g_{s_0}.$$

Mais, de plus, bien que le troisième montage (*I.R.O.*) soit obligatoirement du type quadripôle-relais on peut lui calculer aussi les termes :

$$A''_i = -1 \qquad \text{(de la relation (9))}$$

$$g''_t = -(g_t + g_{scc}) \# -g_t$$

$$g''_{scc} = g_{scc} = g_{s_0}$$

$$g''_{ecc} = g'_{scc} = g'_{s_0}.$$

Bien entendu, dans le cas d'une entrée ne prenant pas d'énergie à la source, il ne saurait être question de calculer un gain en puissance *G*. Des gains A_i et A_v il n'en subsiste qu'un donnant au relais le caractère d'un amplificateur de tension (ou de courant) ; c'est l'aspect sous lequel on a souvent considéré les montages à base de tubes à vide.

4. Conclusion

L'exposé précédent était destiné à montrer que le comportement des tripôles-relais est indépendant de leur nature physique dès l'instant qu'ils satisfont aux conditions nécessaires pour être de « bons » relais. Les allusions à des cas précis, insérées dans le texte, y étaient à titre d'illustration pour le lecteur qui connaît déjà les propriétés particulières des différents tripôles mais elles n'étaient pas nécessaires pour l'établissement des relations utiles.

En effet, l'enseignement consacré aux tripôles actifs pourrait fort bien se présenter sous un aspect synthétique, préalablement à l'exposé des cas particuliers actuels, afin que la culture générale acquise permette une adaptation aisée à la connaissance et à l'emploi des éléments nouveaux à venir. De plus, nous l'avons dit dès le début, nombreux sont les dispositifs, autres qu'électroniques, qui satisfont aux relations décrites ici. Ces dispositifs pouvant être utilisés simultanément avec les relais électroniques lors de la réalisation d'automatismes variés on conçoit l'intérêt d'un enseignement unique résultant non pas d'une dualité établie a posteriori mais plutôt de l'unité de fonction à l'origine de l'emploi de ces éléments.

Comme nous l'avons montré, les divers montages se distinguent essentiellement par les grandeurs et signes de leurs paramètres actifs a_v, a_i, g_t, r_t. Or, ces grandeurs et signes interviennent au premier ordre dans le comportement des ensembles lorsque le tripôle s'insère dans une boucle de réaction ; un exemple de cette influence apparaissait déjà dans les graphiques de la figure 8 pour la seule réaction interne. Les résultats obtenus avec les circuits de réaction seront donc identiques et — pour ne citer que lui — l'effet Miller, dans sa généralité, n'a pas à être exposé autant de fois que d'éléments actifs connus. De même, pour les montages destinés à assurer la régénération dans les oscillateurs, un seul traitement suffit pour tous les tripôles matériels intéressants sans oublier que l'étude précédente apporte une aide importante dans la déduction des divers montages par rotation du tripôle-relais.

On se plaint, à juste titre, de l'accroissement démesuré des connaissances nécessaires dans tous les domaines de la science et de la technique. Mais souvent cette expansion résulte du processus, incontrôlé, d'accumulation de détails outrement spécialisés. Or, l'expérience a montré que la seule façon de réagir consistait en l'établissement d'une synthèse des résultats les plus généraux. Il semble qu'en ce qui concerne l'enseignement des tripôles actifs, le temps soit venu d'établir cette synthèse en lui donnant un caractère plus ou moins théorique selon qu'on s'adresse à des physiciens et ingénieurs ou à des techniciens. On y gagnerait du temps tout en conciliant culture et utilité ainsi qu'il devrait être de règle dans les domaines où la science se résoud heureusement en une technique sans cesse rénovée. Le texte qu'on vient de lire n'avait d'autre but que de contribuer à la réalisation de cette synthèse.

Enfin, l'auteur désire manifester ses remerciements à tous ceux qui l'ont amené à réfléchir à ces questions mais il ne saurait leur donner de noms car ils sont trop nombreux, depuis ses professeurs jusqu'à ses élèves, en passant par les divers auteurs dont les écrits, même oubliés, ont — souvent inconsciemment — favorisé l'élaboration de cet exposé.

Méthode Pédagogique adaptée à l'Enseignement Technique Supérieur dans une Grande Société d'Électronique

J. ORTUSI

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique, Docteur ès Sciences

Compagnie générale de T.S.F.

La Formation Professionnelle Technique Supérieure, au sein d'une entreprise, ne peut trouver son maximum d'efficacité par une simple transposition des méthodes pédagogiques utilisées normalement pour l'enseignement de l'Electronique dans le cadre des Ecoles d'Ingénieurs.

Nous allons exposer une méthode pédagogique spécialement élaborée, dans le cadre de l'effort entrepris en commun par la Cie Générale de T.S.F. et ses filiales, pour la formation d'Ingénieurs Electroniciens à un niveau scientifique et technique voisin de celui des Ecoles d'Ingénieurs Diplômés.

Le cours, professé en trois ans, comprend, en première année un enseignement de base de Mathématiques Modernes et de Physique Générale. Les deux autres années sont consacrées à l'étude des circuits actifs et passifs sous leur aspect et avec les méthodes les plus modernes.

La conception même de l'Enseignement découle de l'origine des élèves, tous en fonction dans des laboratoires et dont le sens physique est journellement aiguisé par les exigences de la profession. Cela autorise un déplacement du centre de gravité de l'enseignement vers les méthodes de formulation des problèmes,

en évitant la description des propriétés physiques, déjà assimilées par ailleurs. On facilite ainsi au maximum la mise en forme mathématique des questions par l'étudiant en la rendant *aussi automatique que possible* ; cela en se fondant sur l'analyse d'exemples précis, semblables à ceux auxquels les élèves auront à faire face au cours de leur future carrière d'Ingénieurs d'étude.

Un impératif essentiel lors de la conception des méthodes, réside dans le caractère *nécessairement évolutif* d'un tel type d'enseignement en fonction du développement des nouvelles techniques.

C'est ainsi que l'apparition massive des circuits intégrés, tout en accroissant notablement le potentiel de création de l'ingénieur, l'oblige à réfléchir, non plus à partir du composant, mais au *niveau de la fonction* représentée par le circuit. Cet aspect est encore renforcé par l'apparition de machines de fabrication programmée de circuits et de filtres actifs sous la forme de blocs fonctionnels intégrés.

L'ingénieur doit ainsi faire face aux difficultés intellectuelles qu'entraînent ces nouvelles possibilités. Dans cette optique, les indications de l'expérience pourtant si précieuses ne sont plus suffisantes. On peut dire, en langage imagé, que l'époque de la pince crocodile et même du fer à souder est révolue ; c'est *la synthèse du circuit dans ses aspects actifs et passifs étroitement imbriqués qui devient la pièce maîtresse de tout l'édifice.*

La méthode mathématique associée, basée sur la continuation analytique et la théorie des Pôles et des Zéros, devient l'outil nécessaire qui s'harmonise parfaitement avec les nouveaux moyens technologiques dont disposent les électroniciens. En effet, à l'image même du circuit intégré, cette méthode condense elle aussi la pensée et la simplifie.

On trouvera dans la première partie, l'application de tous ces principes :

— à l'aspect mathématique de l'enseignement,
— à l'analyse des circuits,
— à la synthèse des circuits,

ainsi que, dans la deuxième partie, à des exemples plus précis.

PREMIÈRE PARTIE

CONCEPTION D'ENSEMBLE DE LA MÉTHODE PÉDAGOGIQUE

1.1. Application de ces principes aux mathématiques modernes

L'application des principes généraux cités aux formes d'enseignement des mathématiques modernes concernant l'étude des circuits provoque quelques modifications de structure des méthodes habituelles d'exposition.

1.1.1. *Algèbre linéaire*

Elle est présentée avec le double objectif d'introduire l'automaticité du raisonnement et de maintenir un sens concret à la notion de vecteur.

Pour cela, on montre d'abord, en estompant la présentation géométrique et mécanique, que *l'aspect fondamental du calcul vectoriel réside dans la notion de composantes*, formées par un tableau à une seule colonne de nombres réels ou complexes et dans les relations linéaires définissant la matrice qui lie les deux vecteurs entre eux.

On insiste sur la notion de distance et de longueur (constante pour les matrices orthogonales) dont le carré représente, en effet, *une forme quadratique associée à l'énergie* ou à la puissance dans le réseau ; cette notion est particulièrement importante en théorie optique où la normalisation est toujours faite en conservant l'unité de puissance.

Les vecteurs sont toujours définis avec une signification physique (tensions, courants, ondes, coordonnées chromatiques, etc.) dans l'étude des règles élémentaires du calcul matriciel.

1.1.2. *Algèbre fonctionnelle*

Elle est définie comme l'étude des fonctions scalaires ou vectorielles d'un point M ($M(x, y, z)$ associé au vecteur $\vec{r} = \overrightarrow{OM}$) de façon à présenter les résultats directement sous forme vectorielle.

On insiste sur les applications se prêtant aisément au calcul par machine (méthode des moindres carrés, des multiplicateurs de Lagrange, etc.).

1.1.3. *Etude des fonctions analytiques*

Elle est présentée avec le souci d'aboutir aux *fonctions rationnelles réelles* de la variable complexe s ; ces fonctions ne possèdent que des Pôles et des Zéros réels ou conjugués (théorie des Pôles et des Zéros) et n'ont pas d'autres points singuliers. Elles satisfont, en outre, à la propriété de réflexion.

On développe particulièrement les *fonctions positives et réelles* représentant en Electronique les fonctions d'entrée synthétisables.

Dans tous les calculs de résidus, un pôle simple est toujours associé à la constante de temps correspondante et un pôle complexe au coefficient d'amortissement et à la fréquence angulaire de l'oscillation sinusoïdale amortie ou amplifiée correspondante. Dans ce dernier cas, le calcul est toujours effectué par la méthode des tests évitant l'emploi des imaginaires.

1.1.4. *Transformations temps ⇄ fréquence*

Elles constituent le principal développement de l'étude des fonctions analytiques.

La transformation de Laplace (ainsi que la transformation en z) n'est pas considérée comme une opération symbolique mais comme un cas particulier de la transformation de Fourier (analyse spectrale).

Ce point de vue présente deux avantages pédagogiques très importants :

La variable complexe de la transformée de Laplace est notée, dès la définition, par l'expression :

$$s = \sigma + j\omega$$

correspondant à une composante élémentaire spectrale amplifiée ou amortie du signal. La fréquence complexe s de cette composante du signal *d'excitation* est ainsi dégagée des fréquences complexes propres (pôles p_i et zéros z_i) *caractéristiques du réseau.*

Le théorème d'inversion de Mellin-Fourier est remplacé, pour un réseau stable, par un *simple calcul des résidus*, comportant, à la fois, les résidus des pôles provenant de l'excitation et ceux des fréquences propres du réseau. Il en résulte que, contrairement à la présentation habituelle du calcul symbolique, toutes les définitions et les opérations sont effectuées dans le sens fréquence → temps pour lequel les difficultés mathématiques sont réduites.

On a, par exemple, les définitions suivantes :

Produit de convolution :

$$g^{\times}(t)\,h(t) = F^{-1}[G(j\omega)\cdot H(j\omega)]$$
$$= L^{-1}[G(s)\cdot H(s)]$$

Produit de corrélation (1) :

$$g^{+}(t)\,h(t) = F^{-1}[G^{*}(j\omega)\cdot H(j\omega)]$$

Fonction unité :

$$u(t) = F^{-1}\left[\frac{1}{j\omega}\right] = L^{-1}\left[\frac{1}{s}\right]$$

Fonction impulsion :

$$\delta(t) = F^{-1}[1] = L^{-1}[1].$$

Dans ce dernier cas, une fonction de la fréquence telle que [1] est simplement une fonction qui ne tend vers zéro qu'à partir d'une fréquence très supérieure à la plus grande des fréquences propres du réseau (voir § 2.1.).

1.2. Application de ces principes a l'analyse des circuits

Elle est consacrée à l'Analyse matricielle classique (1) des circuits actifs et passifs liant les vecteurs tension et courant ainsi qu'à l'Analyse moderne liant les ondes incidentes et transmises (scattering matrix).

Il est fait un emploi exclusif de la notion de *fonction de transfert* tant dans les circuits actifs que dans les circuits passifs.

$$H(s) = \frac{R(s)}{E(s)} \quad \begin{matrix} \rightarrow \text{ réponse} \\ \rightarrow \text{ excitation} \end{matrix}$$

Cette fonction caractéristique du réseau est utilisée :
En régime sinusoïdal ($s = j\omega$), où la fréquence angulaire ω joue le rôle d'un paramètre et où les amplitudes complexes des sources de même fréquence forment les composantes du vecteur des sources d'excitation.

En régime quelconque ($s = \sigma + j\omega$), où les transformées de Laplace des sources de l'état nouveau, *y compris les sources équivalentes de l'état antérieur dans le cas des circuits non relaxés*, forment les composantes du vecteur des sources d'excitation.

A chaque source correspond une fonction de transfert et une réponse associées. La réponse totale est obtenue par la somme des réponses partielles.

1.2.1. *Normalisation du circuit*

Elle est systématiquement recherchée sous ses deux aspects.

Sous sa forme simple, elle consiste à choisir des unités dont la grandeur soit justement celle des grandeurs types figurant dans le problème (résistance de charge, fréquence, de référence ou de coupure, capacité de sortie, etc.).

Elle aboutit, en fait, à une recherche rationnelle et automatique des variables réduites appropriées et son emploi est surtout justifié par l'empreinte d'élégance et de simplicité qu'elle imprime au calcul.

Sous la forme complexe de la normalisation des tensions et des courants, *avec conservation de l'unité de puissance*, elle constitue la clef de la théorie optique des réseaux électriques à éléments localisés.

Dans cette théorie, les unités complexes de tension et de courant d'un dipôle sont déterminées par les relations :

$$\begin{cases} E_0 I_0 = 1 \\ \dfrac{E_0}{I_0} = Z \end{cases}$$

Z est une impédance remarquable du dipôle que l'on choisit d'après un double critère.

Pour les réseaux loin de l'accord (amplificateurs en vidéo-fréquence...), Z est l'impédance de charge ou l'impédance interne de la source d'excitation.

Pour les réseaux au voisinage de l'accord (amplificateurs basse fréquence ou haute fréquence, filtres...), Z est l'impédance image d'entrée ou de sortie du quadripôle à la fréquence d'accord (qui peut être la fréquence zéro ou infinie).

1.2.2. *Stylisation de la notion de Sources*

Pour obtenir un automatisme absolu dans la conception du schéma, point de départ de l'analyse matricielle, on utilise une stylisation systématique de

(1) Ce produit n'a pas de transformée de Laplace puisque la fonction $G^{*}(s) = G(s^{*})$ (propriété de réflexion) n'est pas une fonction analytique.

(1) Cette analyse comprend l'analyse par boucles où le vecteur inconnu est celui des courants de boucles et l'analyse par jonctions (paires de nœuds) où le vecteur inconnu est celui des tensions entre les nœuds supérieurs et un nœud commun de masse.

la notion de sources et d'impédance ou d'admittance équivalentes.

Deux notions nouvelles de sources, extrêmement importantes, sont introduites :

1° D'une part, la notion de *source idéale de puissance* A_g (d'impédance interne égale à l'impédance de normalisation), correspondante à une *onde incidente uniforme*, est capitale pour l'analyse et la synthèse des circuits actifs et passifs à transistors où les impédances internes ne sont ni nulles ni infinies, comme pour les sources idéales de tension E_g ou de courant I_g.

2° D'autre part, la notion de *sources équivalentes aux conditions initiales* (définies au § 2.2.3.) est capitale dans l'étude du régime transitoire des réseaux non relaxés. Elle permet une *analyse matricielle identique* du régime transitoire de ces réseaux avec le régime sinusoïdal, la fonction de transfert de l'état nouveau étant calculée par les mêmes méthodes dans les deux cas. La simplification apportée par cette notion à l'étude du régime transitoire, structure fine du fonctionnement des multivibrateurs et des basculateurs, est considérable tant par la réduction spectaculaire du calcul que par l'automaticité de la mise en œuvre de celui-ci.

1.2.3. *Théorie optique des réseaux actifs et passifs (scattering theory)*

Un effort particulier est fait pour une présentation claire, simple et générale de cette théorie qui se développe actuellement, avec une extrême intensité, aux Etats-Unis, tant par ses applications en hyperfréquences et aux circuits non réciproques (gyrateurs à effet Hall ou à diodes tunnel, etc.) que parce qu'elle constitue l'*outil mathématique le mieux adapté à la conception de la synthèse des circuits intégrés à transistors*.

Il est significatif de constater que cette théorie, pourtant fort ancienne, mais apparaissant de façon sporadique dans les livres d'enseignement d'analyse, il y a seulement quatre années, occupe plus de la moitié des ouvrages d'enseignement américains actuels de cette discipline.

Dans cette théorie, la notion de courant et de tension est estompée et l'on recherche systématiquement les concepts *liés directement à la puissance*, réelle ou complexe, d'ondes incidentes (demi-sommes des tensions et courants normalisés) et réfléchies (demi-différences de ceux-ci).

C'est cette théorie qui permet de mettre en évidence et de souligner, en particulier, la différence de comportement qui existe entre tubes à vide et transistors.

En théorie classique, en effet, la distinction entre ces deux éléments amplificateurs apparaît sans objet dans leurs schémas équivalents. Les tubes, comme les transistors, peuvent être considérés comme des *admittances de transfert unidirectionneles* dont le caractère essentiel, lorsque l'on néglige les temps de transit des porteurs de charge, est d'être toujours réelles (transconductance g_m).

L'influence de la fréquence, dans les deux cas, ne se manifeste qu'à travers des éléments de circuit passif (capacités internes) qui s'ajoutent, en fait, à celles du circuit extérieur.

Il n'en est pas de même en théorie optique où, à la différence des tubes, les transistors apparaissent essentiellement comme des organes amplificateurs de sources de puissance A_g et non pas des amplificateurs de sources de tension E_g ou de courant I_g.

La théorie optique introduit ainsi l'importante notion *d'impédance caractéristique*, moyenne géométrique des impédances images (celles-ci correspondant aux conditions d'adaptation optimale à l'entrée et à la sortie), sans avoir à recourir explicitement à la notion de propagation, toujours un peu artificielle dans les circuits d'extension finie.

Il est plaisant de constater que cette notion d'impédance caractéristique, estompée dans l'étude des filtres passifs, puisque la théorie moderne de ceux-ci, basée sur leur synthèse, n'en tient absolument aucun compte, est, au contraire, très importante dans les circuits actifs. Le carré de l'impédance caractéristique, $Z_0^2(s) = \Delta_z(s)$ est, en effet, une fonction caractéristique dont les pôles et les zéros représentent les fréquences propres du réseau.

L'impédance caractéristique mérite donc bien son nom puisqu'elle est *indépendante du montage* du transistor, tandis que les impédances images et le gain d'insertion maximal en dépendent étroitement.

Une forme particulière de la théorie optique des amplificateurs, où la normalisation est effectuée par rapport aux impédances images Z_{01} et Z_{02}, conduit à la *symétrisation* du quadripôle actif, caractérisé seulement par ses *deux constantes de propagation* (1) γ_1 et γ_2 dont les parties réelles permettent de définir deux paramètres très importants :

Le facteur d'amplification

$$\alpha_0 = R_e\left[\frac{\gamma_2-\gamma_1}{2}\right] = \frac{1}{2}\ln\left|\frac{y_{21}}{y_{12}}\right|$$

introduit par la *violation du théorème de réciprocité* ($y_{21} = y_{12}$) due aux sources internes unidirectionnelles.

Le coefficient d'atténuation moyenne

$$\alpha = R_e[\gamma] = R_e\left[\frac{\gamma_1+\gamma_2}{2}\right]$$

(γ étant ainsi la *constante de propagation moyenne*). On peut montrer que ce coefficient α est *toujours positif* pour les amplificateurs stables et correspond à une atténuation dans les deux sens, y compris le sens d'amplification.

Le gain d'insertion maximal de l'amplificateur est ainsi égal à η_m avec la valeur de η_m :

$$\sqrt{\eta_m} = -\alpha_1 = \alpha_0 - \alpha \quad \text{(exprimé en Nepers).}$$

D'autre part, l'impédance d'entrée Z_e est donnée en fonction de l'impédance de charge Z_L par une

(1) Dans les circuits passifs, la constante $\gamma_0 = \frac{\gamma_2-\gamma_1}{2}$ est nulle et ces circuits sont caractérisés par la seule constante de propagation $\gamma = \gamma_1 = \gamma_2$.

formule normalisée *identique* à celle donnant l'impédance de sortie Z_s en fonction de l'impédance de la source à amplifier Z_g.

Cette formule, *indépendante de* γ_0, s'écrit :

$$\rho_e = e^{-2\gamma} \cdot \rho_L \qquad \text{ou} \qquad \rho_s = e^{-2\gamma} \cdot \rho_g$$

les coefficients de réflexion, tels que ρ_L ou ρ_g, étant donnés par les relations :

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_{02}}{Z_L + Z_{02}} \qquad \text{ou} \qquad \rho_g = \frac{Z_g - Z_{01}}{Z_g + Z_{01}} .$$

On montrera au paragraphe 2.3.3. que le coefficient α est, en basse fréquence, une *constante universelle* pour tous les transistors normaux montés en émetteurs commun où l'on a :

$$e^{-2\alpha} = u = \frac{\sqrt{2}-1}{\sqrt{2}+1} = \frac{1}{5{,}8}$$

avec $2\gamma = 2\alpha + j\pi$ (inversion de phase).

Dans le diagramme de Smyth, la détermination de l'impédance d'entrée (ou de sortie) en fonction d'une impédance de charge (ou de source) complexe se ramène à *une simple homothétie* de rapport égal à $-u$.

On a :

$$\rho_e = -u\,\rho_L \qquad \text{ou} \qquad \overrightarrow{OM_e} = -u\,\overrightarrow{OM_L}.$$

Il est facile aussi de voir que l'on a, pour $\rho_L = \pm 1$:

$$Z_{e[Z_L = \infty]} = \frac{1}{2} Z_{e[Z_L = 0]}.$$

Cette relation, très aisée à vérifier, constitue l'un des critères de normalité du transistor.

1.2.4. *Etude du régime transitoire*

Elle est menée de façon à aboutir à un *automatisme absolu* dans la recherche de ce régime.

Cet automatisme est dû à l'emploi des règles suivantes que nous justifierons au paragraphe 2.2.3.

Les sources appliquées dans l'Etat nouveau (à partir de l'instant de commutation, déterminé, en général, par une impulsion de synchronisation) sont représentées par leurs transformées de Laplace.

L'Etat antérieur, dans le cas des circuits non relaxés avant la commutation, est représenté par des *sources équivalentes* ajoutées simplement, sur le schéma de l'Etat nouveau, aux composantes du vecteur des sources appliquées précédentes.

L'Analyse matricielle du réseau de l'Etat nouveau, dit réseau en s, donnant les fonctions de transfert relatives à chaque source, *y compris les sources équivalentes*, est rigoureusement *identique* à celle du régime sinusoïdal. C'est cette circonstance qui amène à une réduction spectaculaire du calcul puisque les matrices caractéristiques sont, dans tous les cas, même dans celui des commutateurs dissipatifs, *indépendantes de l'Etat antérieur*.

L'Analyse par boucles ou par jonctions donne automatiquement la réponse totale $R(s)$ à toutes les sources, dont la transformée de Laplace est $r(t)$.

Dans le cas des commutateurs sans pertes, aucune énergie n'est dissipée durant le temps de commutation et les tensions des capacités ainsi que les courants des selfs sont conservés lors de celle-ci ; la fonction $R(s)$ tend vers zéro pour s infini et la fonction $r(t)$ ne contient pas d'impulsion.

Dans le cas des commutateurs à pertes, l'énergie dissipée dans ceux-ci est égale à la variation de l'énergie réactive du réseau lors de la commutation ; la fonction $R(s)$ tend vers A pour s infini et la fonction $r(t)$ contient l'impulsion $A\ \delta(t)$.

Cette dissipation d'énergie et les impulsions engendrées dans le réseau par les commutateurs sont ainsi *automatiquement obtenus* par l'Analyse matricielle en dépit du fait que celle-ci est identique à celle du régime permanent sinusoïdal.

Aucune différentiation ou intégration et, a priori, aucune équation différentielle n'est introduite, à n'importe quel stade de l'Analyse. De même aucune équation de mailles ou de nœuds n'est écrite. Deux équations algébriques seulement sont écrites donnant, à partir de l'écriture de la matrice déduite de l'examen visuel du schéma en s, l'expression des fonctions $R(s)$ et $r(t)$ normalisées.

1.2.5. *Schéma des transistors* (1)

C'est le facteur fondamental de la recherche d'une synthèse canonique (à nombre d'éléments minimal) des circuits intégrés, d'une part, parce qu'il entraîne la connaissance des impédances internes nécessaire pour la synthèse du coefficient de transmission t_{21} (noté S_{21} dans la littérature américaine) de la théorie optique, d'autre part, parce que les capacités d'entrée ou de sortie peuvent être directement intégrées dans le filtre passif associé formant ainsi un filtre actif.

On obtient un schéma en P_i extrêmement simple à partir de l'*interprétation des phénomènes de diffusion* à l'intérieur du transistor. La simplification considérable réalisée ainsi est due à la notion fondamentale du « transistor normal » ; celui-ci est caractérisé par le fait que la conduction des porteurs de charge par diffusion reste toujours *prépondérante* par rapport à la conduction directe. Ce phénomène est valable pour presque tous les transistors basse et haute fréquence modernes, à l'exception toutefois des transistors à champ interne tels que les transistors drift.

Un transistor normal est défini par la donnée de deux paramètres physiques basse fréquence et de trois paramètres physiques haute fréquence.

La résistance la plus importante est la résistance de diffusion : (2)

$$r_\varepsilon = \frac{1}{g_\varepsilon} = \frac{kT}{eI_0}$$

où k est la constante de Boltzmann et e la charge de l'électron. Elle est *indépendante du transistor* et ne dépend que des conditions de fonctionnement de

(2) Voir le livre : *Analyse et Synthèse des circuits* par J. ORTUSI. Editions Masson et Sofradel, pp. 120 et 202.

(1) Cette résistance constitue une résistance de référence que l'on choisit souvent comme résistance de normalisation.

celui-ci par la température absolue T et le courant de polarisation I_0.

Les paramètres physiques propres au transistor sont ainsi :

1° La probabilité p de recombinaison dans la base des porteurs utiles :

$$p = \frac{1}{\beta_0} = 1 - \alpha_0.$$

Elle définit la conductance g_{be} entre la base et l'émetteur, dans le montage émetteur commun où l'on a :

$$g_{be} = p g_e.$$

2° La transconductance de diffusion, égale à la conductance g_{ce} entre le collecteur et l'émetteur, dans les montages base commune et émetteur commun, est :

$$g_{ce} = \mu_0 g_e.$$

Elle est due à la diminution du courant de diffusion provoquée par la tension du collecteur.

D'après l'importante formule d'Early, la conductance de diffusion g_{cd} du collecteur, voisine de la conductance totale g_c de celui-ci, est égale à (1) :

$$g_{cd} = 2pg_{ce} = 2p\mu_0 g_e \simeq g_c = \frac{1}{r_c}.$$

La conductance g_{cb} entre le collecteur et la base, *dans tous les montages. est alors* :

$$g_{cb} = g'_c = g_c - pg_{ce} = \frac{g_c}{2} = p\mu_0 g_e.$$

Enfin les propriétés actives du transistor sont dues à la source de courant

$$I_A = g_e v_{be}$$

disposée entre l'émetteur et le collecteur dans le montage émetteur commun et correspondant ainsi à une transconductance *unidirectionnelle*

$$g_m = g_e.$$

Les paramètres physiques p et μ_0 constituent donc les *seuls paramètres* basse fréquence propres du transistor normal.

Il en résulte que les quatre paramètres hybrides mesurés en basse fréquence doivent, à moins de 10 % près, satisfaire à deux relations liant entre eux ces quatre paramètres. Ces deux relations constituent le *critère de normalité* d'un transistor donné (voir § 2.3.1.).

Les trois paramètres physiques haute fréquence sont :

3° La capacité de diffusion C_e, représentant la capacité C_{be} *dans tous les montages.*

(1) Voir le livre : *Transistors Circuits Engineering*, by SHEA, p. 43.

4° La capacité de la jonction collectrice C_c, représentant la capacité C_{cb} *dans tous les montages.*

5° La résistance de base $r_{bb'}$, dont l'influence est négligeable en basse fréquence et qui est représentée en haute fréquence par la constante de temps τ

$$\tau = r_{bb'} C_c$$

Cette constante de temps permet de définir la capacité collecteur-émetteur C_{ce} dans le montage émetteur commun. Cette capacité est obtenue en multipliant la capacité de liaison C_c par le facteur de Miller

$$K = g_m r_{bb'} = g_e r_{bb'}.$$

Elle est ainsi égale à :

$$C_{ce} = KC_c = g_e \cdot \tau.$$

Les cinq paramètres physiques p, μ_0, C_e, C_c et τ permettent de déterminer le quadripôle actif en P_i équivalent au transistor dont la conception est fondamentale dans toutes les applications du transistor en régime linéaire.

Par exemple, dans le montage en émetteur commun, lorsque l'unité de résistance est choisie égale à r_e *par normalisation*, les admittances de ce quadripôle actif équivalent sont donc :

$$\begin{aligned} y_{11} &\simeq y_{be} = p + C_e s \\ y_{12} &\simeq y_{cb} = p\mu_0 + C_c s \\ y_{21} &\simeq y_m = g_m = 1 \ (1) \\ y_{22} &\simeq y_{ce} = \mu_0 + \tau s \end{aligned}$$

cette matrice correspond au schéma de la figure 1.

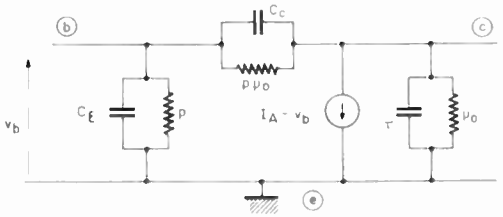


FIG. 1. — Quadripôle normalisé en P_i équivalent au transistor normal.

Naturellement, l'une des capacités peut être prise égale à 1 par un choix convenable de l'unité de capacité.

De plus, la valeur de μ_0 étant de l'ordre de 10^{-4}, les conductances μ_0 et $p\mu_0$ de ce schéma sont très souvent *supprimées suivant l'utilisation.*

Nous verrons au paragraphe 2.3.2. comment ce *schéma, remarquablement simple*, et la matrice y correspondante, donnent, sans calculs, toutes les propriétés linéaires du transistor en théorie classique comme en théorie optique. Il permet aussi une synthèse canonique aisée des filtres actifs associés en remarquant que ce schéma reste valable *pour toutes les fréquences* où l'on peut négliger le temps de transit des porteurs utiles dans la base.

(1) En fait, l'influence de $r_{bb'}$ se manifeste également par la fréquence de coupure $f_b = K\frac{g_e}{C_e} \simeq Kf_\alpha$ introduite dans l'admittance de transfert y_m, K étant de l'ordre de l'unité, f_b est donc de l'ordre de f_α.

1.3. Application de ces principes a la synthèse des circuits

Nous avons vu que l'Analyse des circuits est conditionnée par l'obtention de schémas et de matrices caractéristiques les mieux appropriés à la Synthèse Moderne des Circuits qui constitue la phase ultime des préoccupations de l'Ingénieur.

Ces méthodes de synthèse, à partir de la théorie des Pôles et des Zéros, sont essentiellement caractérisées par le fait que *la synthèse du circuit passif n'est pas dissociée de celle du circuit actif associé.*

1.3.1. *Etude des fonctions positives et réelles*

Elle est menée sous un double aspect.

L'aspect mathématique de ces fonctions analytiques particulières a pour caractère essentiel la *notion de parité* qui tend à supplanter le calcul des nombres complexes.

L'aspect électronique de ces fonctions (fonction d'entrée des dipôles stables) permet d'obtenir les quatre formes canoniques à nombre d'élément minimal soit par la décomposition en fractions continues (synthèses de Cauer) soit par la décomposition en fractions partielles (synthèses de Forster).

1.3.2. *Etude de la Contre-Réaction*

Celle-ci est définie, dans le plan de la fréquence complexe, par une relation linéaire entre l'excitation $E(s)$, la réponse $R(s)$ et l'excitation de la chaîne directe $E_1(s)$.

Dans le calcul analogique, on fait un usage exclusif de la notion de *masse et de coupure virtuelles* ($e = i = 0$) qui simplifie considérablement les schémas des amplificateurs opérationnels ramenés à deux impédances passives seulement.

Dans l'étude des systèmes asservis, on présente les trois méthodes de calcul du gain limite.

1° Le critère de Nyquist peut être encore employé lorsque la fonction de transfert en boucle ouverte $H(s)$ est connue expérimentalement par sa valeur en régime sinusoïdal (bien que la mesure de la phase soit alors redondante pour les réseaux à phase minimale).

2° Le critère de Hurwitz donne des calculs beaucoup plus simples lorsque $H(s)$ est connue dans le plan complexe par les réponses impulsionnelles ou indicielles (en régime de signaux carrés) correspondantes.

3° La méthode la plus élégante est incontestablement la méthode du lieu des racines. Lorsque les zéros z_i et les pôles p_i de $H(s)$ sont connus soit directement soit par la mesure du diagramme de Bode, on obtient, *sans aucun calcul*, les asymptotes de ce lieu. Le point d'intersection le plus bas avec l'axe $O\omega$ représente une valeur approchée de la fréquence angulaire d'oscillation limite ω_c donnée par la formule :

$$\omega_c = \operatorname{tg} \frac{\pi}{n} \cdot \frac{\Sigma z_i - \Sigma p_i}{n}$$

n étant l'ordre du zéro pour s infini.

Cette valeur permet d'obtenir facilement le gain limite correspondant à partir de la connaissance seule de l'amplitude.

1.3.3. *Théorie moderne des filtres*

L'étude des filtres de fréquence est faite exclusivement par la théorie moderne aussi bien par la synthèse des gains de courant $G_i(s) = i_2/I_g$ de l'Analyse classique que par la Synthèse des coefficients de transmission $t(s) = b_2/A_g$ de l'Analyse à partir de la théorie optique (Synthèse de Darlington).

Elle est basée d'une part sur la continuation analytique qui stipule qu'une fonction de transfert stable telle que $G_i(s)$ ou $t(s)$ est déterminée de manière unique par sa connaissance sur une portion non nulle de l'axe $O\omega$ et, d'autre part, sur la synthèse sous forme canonique de la fonction de transfert ainsi établie.

Dans le cas où les éléments actifs associés sont des pentodes, d'impédance interne élevée, on peut employer la Synthèse classique du gain de courant pour la détermination des filtres passifs *ainsi dissociés de l'élément actif.*

Dans le cas des circuits intégrés, les éléments actifs associés sont des transistors d'impédance interne moyenne. Il n'est plus possible d'employer la synthèse classique du gain de courant du filtre passif et l'on doit employer, pour celui-ci, la synthèse du coefficient de transmission de la source de puissance A_g, *la normalisation étant faite par rapport à l'impédance interne du transistor.* La détermination du filtre passif est ainsi sous la *dépendance étroite des caractéristiques du transistor*, l'ensemble constituant un filtre actif ayant, à la fois, un gain de puissance et une courbe d'amplitude ou de phase imposée en fonction de la fréquence angulaire ω.

Ces courbes sont représentatives des fonctions de base soit des filtres d'amplitude en maximally flat (MF_n), en optimum (O_n) ou en équal ripple (ER_n à k décibels d'ondulations), soit des filtres à phase linéaire (B_n) pour lesquels les temps de transit sont des fonctions de base MF_n ; ceux-ci connaissent actuellement un très vif engouement car ils réalisent un filtrage d'amplitude de n décibelsx par octave avec une distorsion de phase, dans la bande passante, qui reste seulement d'ordre $2n+1$.

On utilise deux simplifications fondamentales de la fonction de transfert :

1° *Le changement de variable* ramène la synthèse de n'importe quel filtre à celle du filtre passe-bas normalisé ayant même fonction de base.

2° *Le changement d'échelle* permet de comparer les propriétés des filtres MF_n, O_n, ER_n et B_n *offrant la même protection hors de la bande passante.* Il permet aussi de réaliser ces filtres avec la *même capacité d'entrée.* Dans ce dernier cas, cette capacité d'entrée est précisément obtenue, en réalité, par la capacité de sortie du transistor, ce qui permet de réduire le nombre des éléments même par rapport à la forme canonique (voir § 2.3).

WRH

2e PARTIE

EXEMPLES D'APPLICATION DE LA MÉTHODE PÉDAGOGIQUE

Nous donnerons trois exemples d'application des principes énoncés plus haut.

2.1. Mathématiques. Définition de la fonction impulsion $\delta(t)$

Cette fonction sera définie comme la limite d'une *fonction impulsionnelle*, $\delta_\alpha(t)$, parfaitement définie pour toute valeur de t et referée par rapport à la constante de temps normalisée $\tau_m = 1/\omega_m$ la plus petite du circuit où la fonction impulsionnelle est introduite.

La fonction impulsionnelle $\delta_\alpha(t)$ doit satisfaire les trois relations :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta_\alpha(t)\,dt \simeq 1,\quad \delta_\alpha(0) \gg 1,\quad \delta_\alpha(k\tau_m) \ll 1$$

pour $k \geqslant 1/4$ ou $1/6$ (suivant la précision requise).

Par exemple, la transformée de Fourier de la fonction

$$G_\alpha(j\omega) = e^{-\alpha\left|\frac{\omega}{\omega_m}\right|}$$

est une fonction impulsionnelle paire dépendant du paramètre α.

On a, en effet, d'après un calcul classique :

$$\delta_\alpha(t) = \frac{1}{\pi\tau_m}\,\frac{\alpha}{\left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2+\alpha^2}$$

D'où les trois relations :

$$\begin{cases} \displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \delta_\alpha(t)\,dt = 1 \\ \delta_\alpha(0) = \dfrac{1}{\pi\tau_m}\,\dfrac{1}{\alpha} \\ \delta_\alpha(k\tau_m) = \dfrac{1}{\pi\tau_m}\,\dfrac{\alpha}{k^2+\alpha^2} \end{cases}$$

On voit, lorsque α est très petit, k et τ_m étant de l'ordre de l'unité, que les trois conditions de la définition d'une fonction impulsionnelle sont bien remplies. Celle-ci est donc, en fait, une fonction, définie pour toute valeur de t, dont le spectre de fréquence reste voisin de l'unité sauf pour les fréquences très supérieures à la fréquence de coupure la plus grande du circuit.

Lorsqu'une fonction impulsionnelle dépend d'un paramètre α, comme dans le cas précédent, la fonction mathématique $\delta(t)$, appelée *fonction impulsion*, est la limite de ces fonctions impulsionnelles dont les transformées de Fourier ont une limite commune, $G(i\omega) \equiv 1$, bien définie quelle que soit ω.

$$\delta(t) = \lim_{\alpha\to 0} \delta_\alpha(t).$$

Elle est donc, en fait et en pratique, définie par ses transformées de Fourier ou de Laplace :

$$\delta(t) = F^{-1}(1) = L^{-1}(1).$$

2.2. Analyse des circuits. Théorie matricielle des commutateurs

Un commutateur est un organe modifiant le circuit en introduisant ou en supprimant des éléments nouveaux actifs ou passifs. On admet qu'il fonctionne en régime impulsionnel, c'est-à-dire pendant un intervalle de temps τ inférieur au quart ou au sixième (selon la précision requise) de la constante de temps τ_m la plus petite du circuit.

Lorsque le circuit n'est pas relaxé avant l'instant $t = 0$ de commutation, une self telle que L est alors parcourue par le courant $i(0^-)$.

La tension $v(t)$ aux bornes de cette self, pour $t > 0$, est donnée en fonction du courant $i(t)$, par la relation :

$$v(t) = L\frac{di}{dt}\,.$$

Dans la transformation de Laplace, cette relation devient, d'après la règle de dérivation

$$V(s) = Ls\,I(s) - Li(0^-).$$

2.2.1. *Analyse par boucles*

On pose dans cette analyse :

$$Ls = Z(s) \quad \text{et} \quad -Li(0^-) = E_g(s)$$

La tension $LsI(s)$, proportionnelle au courant de boucle $I(s)$, est ainsi produite par l'impédance $Z(s)$.

La tension $E_g(s)$, *indépendante des courants de boucles*, est équivalente à une source de tension appliquée, d'ailleurs constante.

2.2.2. *Analyse par jonctions* (paire de nœuds)

Par transposition de la source $E_g(s)$ on obtient :

$$I(s) = \frac{1}{Ls}\,V(s) + \frac{i(0^-)}{s}\,.$$

On pose dans cette analyse :

$$\frac{1}{Ls} = Y(s) \text{ et } \frac{i(0^-)}{s} = I_g(s)\,.$$

Le courant $\dfrac{1}{Ls}\,V(s)$, proportionnel à la tension

$V(s)$ de la jonction, est donc produit par l'admittance $Y(s)$.

Le courant $I_g(s)$, *indépendant des tensions des nœuds*, est équivalent à une source de courant appliquée, d'ailleurs égale à la transformée de Laplace de la source continue $i(0^-)$.

2.2.3. *Sources équivalentes aux conditions initiales.*

Les sources $E_g(s)$ ou $I_g(s)$ sont *les sources équivalentes aux conditions initiales dans la self L*. Elles sont introduites dans le vecteur des sources d'excitation et non dans les matrices caractéristiques qui restent indépendantes de ces sources et, par suite, *indépendantes de l'état du circuit avant la commutation.*

Le même raisonnement est valable pour le couplage magnétique et pour les tensions des capacités. Il en résulte que la détermination des matrices impédance ou admittance et celui de la réponse $R(s)$ corrélative est effectuée *exactement comme en régime sinusoïdal* à condition de remplacer les sources appliquées par leurs transformées de Laplace et en leur ajoutant les sources équivalentes aux conditions initiales données par les règles précédentes.

C'est seulement à partir de l'expression de $R(s)$ que le calcul diffère selon les deux régimes.

— Dans le cas du régime sinusoïdal permanent, où les sources sont connues par leurs amplitudes complexes, on remplace, *à la fin du calcul*, s par $j\omega$ dans l'expression de $R(s)$ qui se met sous la forme :

$$R(s) \equiv R(i\omega) = A(\omega) + jB(\omega)$$

d'où la réponse :

$$r(t) = A \cos \omega t - B \sin \omega t$$

— Dans le cas du régime transitoire, $R(s)$ se met sous la forme :

$$R(s) = A + \frac{B}{s} + \sum \frac{C}{s+\omega_c} + \sum \frac{Ds+E}{s^2+2\alpha s+\omega_0^2}$$

correspondant à la décomposition, par la méthode des tests, de $R(s)$ en pôles simples et complexes.

On obtient alors les réponses :

$$A \longrightarrow A\delta(t)$$

$$\frac{B}{s} \longrightarrow Bu(t)$$

$$\frac{C}{s+\omega_c} \longrightarrow Ce^{-\omega_c t}$$

$$\frac{Ds+E}{s^2+2\alpha s+\omega_0^2} \equiv \frac{D(s+\alpha)+\dfrac{E-D\alpha}{\beta}\beta}{(s+\alpha)^2+\beta^2}$$

$$\downarrow$$

$$e^{-\alpha t}\left[D \cos \beta t + \frac{E-D\alpha}{\beta} \sin \beta t\right] \quad \text{avec } \beta^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$$

Ces règles automatiques, très simples, donnent immédiatement, à partir de l'analyse matricielle, les impulsions introduites par les commutateurs à pertes dans le réseau, les fonctions discontinues dues à l'échelon unité et les oscillations avec ou sans ondulations.

L'expression de $R(s)$ et celle de $r(t)$ sont les seules équations écrites du calcul, l'analyse du réseau en s étant *identique à l'analyse en régime sinusoïdal* aussi bien pour les circuits relaxés que non et aussi bien pour les commutateurs sans pertes qu'avec pertes.

2.3. SYNTHÈSE DES CIRCUITS. SYNTHÈSE DES FILTRES ACTIFS

Nous avons vu plus haut que la synthèse du coefficient de transmission :

$$t = \frac{b_2}{A_g}$$

d'un circuit purement passif (synthèse de Darlington) est *étroitement tributaire* des impédances d'entrée ou de sortie des transistors associés.

Cette interférence des rôles actif et passif du quadripôle représentatif du filtre actif se manifeste sous un double aspect :

— d'une part, les éléments du circuit passif associé dépendent des conductances d'entrée et de sortie de ces transistors de *par les règles même de la dénormalisation* puisque l'unité de conductance est choisie égale à la conductance interne du transistor.

— d'autre part, les capacités d'entrée et de sortie des transistors s'*intègrent tout naturellement* dans celles du circuit passif associé, et même, dans certains cas, permettent de réduire le nombre d'éléments de celui-ci en-deçà de la forme canonique (1).

Il est ainsi naturel que les méthodes d'analyse des circuits intégrés à transistors soient, de préférence, *conduites à partir des principes de la théorie optique*, essentiellement apte à la recherche aisée des conditions d'adaptation amenant à un gain de puissance maximal pour des caractéristiques de filtrage ou de déphasage données.

Dans le cas du montage en émetteur commun des transistors normaux, cette théorie découle directement du schéma en P_t de la figure du § 1.2.5. et des paramètres des matrices $\overline{\overline{y}}$ ou $\overline{\overline{h}}$ correspondantes, valables quelle que soit la fréquence tant que le temps de transit des porteurs de charge reste négligeable.

Par exemple, le gain de courant en court-circuit est donné par la formule :

$$G_{i[Z_L=0]} = \frac{-y_{21}}{y_{11}} = \frac{-1}{p+C_e s} = \frac{-\beta_0}{1+\beta_0 C_e s}$$

correspondant à la fréquence de coupure dénormalisée :

$$\omega_\beta = \frac{g_e}{\beta_0 C_e}$$

(1) Dans le cas des transistors normaux montés en émetteur commun, la capacité de sortie est égale à $\beta_0 C_e$ lorsque l'entrée est à haute impédance et à $\dfrac{\beta_0 C_e}{\sqrt{2}+1}$ lorsque l'entrée est adaptée ($Zg = Z_{01}$).

PARAMÈTRES BASSE FRÉQUENCE DU TRANSISTOR NORMAL DANS LA THÉORIE OPTIQUE

Ils sont obtenus, dans le montage en émetteur commun, à partir des matrices $\overline{\overline{y}}$ ou $\overline{\overline{h}}$, l'unité de résistance étant encore choisie égale à r_e .

On a en basse fréquence :

$$\overline{\overline{y}} \rightarrow \begin{bmatrix} p & -p\mu_0 \\ 1 & \mu_0 \end{bmatrix} \quad \text{avec } \Delta y = 2p\mu_0$$

On en déduit aisément, par les règles du changement de matrices, la matrice :

$$\overline{\overline{h}} \rightarrow \begin{bmatrix} \frac{1}{p} & \mu_0 \\ \frac{1}{p} & 2\mu_0 \end{bmatrix} \quad \text{avec } \Delta h = \frac{\mu_0}{p}$$

2.3.1. *Critères de normalité des transistors*

Cette dernière matrice, obtenue expérimentalement, permet de définir *les deux critères de normalité* qui doivent être vérifiés, à moins de 10 % près, par les mesures des paramètres hybrides :

1° un premier critère, indépendant des conditions de fonctionnement (I_0 et T) réside dans la vérification de la relation suivante (valable quelle que soit l'unité de résistance) :

$$\Delta h = \frac{1}{2} h_{11} h_{22} = h_{12} h_{21} \ .$$

Il est facile de voir que cette relation peut aussi s'écrire sous la forme :

$$Z_{e[Z_L = \infty]} = \frac{1}{2} Z_{e[Z_L = 0]} \ .$$

2° un deuxième critère, dépendant des conditions de fonctionnement I_0 et T, réside dans la vérification de la relation suivante :

$$h_{21} = \frac{h_{11}}{r_e} = \frac{e}{kT} I_0 \, h_{11} \ .$$

Lorsque les critères de normalité sont vérifiés par les mesures, les paramètres de la théorie optique s'expriment très simplement en fonction des seuls paramètres basse fréquence p et μ_0.

2.3.1. *Impédances images* (transistor adapté)

Elles sont calculées à partir de l'impédance caractéristique Z_0 et du facteur de dissymétrie n. On a :

$$\begin{cases} Z_0^2 = \dfrac{1}{\Delta y} = \dfrac{h_{11}}{h_{22}} = \dfrac{1}{2p\mu_0} \\ n^2 = \dfrac{y_{11}}{y_{22}} = \dfrac{1}{\Delta h} = \dfrac{p}{\mu_0} \end{cases}$$

et, par suite :

$$Z_{01} = \frac{Z_0}{n} = \frac{1}{\sqrt{2}.p} = \frac{h_{11}}{\sqrt{2}}$$

$$Z_{02} = nZ_0 = \frac{1}{\sqrt{2}.\mu_0} = \frac{\sqrt{2}}{h_{22}}$$

Par ailleurs, l'impédance caractéristique $Z_0(s)$ *étant indépendante du montage du transistor*, un autre aspect du critère de normalité réside dans la vérification, *quelle que soit d'ailleurs la fréquence*, à moins de 10 % près, de la constance du rapport de h_{11} à h_{22}, avec les mêmes valeurs de I_0 et de T, dans les trois montages (émetteur, base ou collecteur communs).

2.3.3. *Constantes de propagation* (§ 1.2.3.).

Nous avons vu que le transistor, normalisé par rapport à ses impédances images, est caractérisé par *ses deux constantes de propagation* γ_1 et γ_2 dont les parties réelles α_1 et α_2 sont seules à considérer en basse fréquence (β_2 est nulle et β_1 est égale à π par suite de l'inversion de phase).

— *Le facteur d'amplification* α_0 est donné par la relation :

$$e^{2\alpha_0} = \left| e^{\gamma_2 - \gamma_1} \right| = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right| = \left| \frac{h_{21}}{h_{12}} \right| = \frac{1}{p\mu_0}$$

— *La constante de propagation moyenne*

$$\gamma = \frac{1}{2}(\gamma_1 + \gamma_2)$$

est donnée par la relation :

$$\coth \gamma = \frac{1 + e^{-2\gamma}}{1 - e^{-2\gamma}} = \sqrt{\frac{y_{11} y_{22}}{\Delta y}} = \sqrt{\frac{\Delta h}{h_{11} h_{22}}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

d'où l'on déduit :

$$e^{-2\gamma} = -u = -\frac{1}{5{,}8} \ .$$

C'est une *constante universelle*, indépendante du transistor.

Nous avons vu l'importance de cette remarque dans la détermination des impédances d'entrée (ou de sortie) des transistors montés en émetteur commun. *Par suite du trajet aller-retour des ondes*, cette détermination ne dépend que de γ et n'est pas influencée par le facteur d'amplification α_0.

Dans le diagramme de Smyth, la relation correspondante

$$\rho_1 = e^{-2\gamma} \rho$$

conduit à une homothétie de rapport égal à $-u$.

Dans le diagramme rectangulaire des impédances normalisées, la relation correspondante

$$z_1 = \frac{z + \operatorname{th} \gamma}{z \operatorname{th} \gamma + 1} \quad \text{avec } \operatorname{th} \gamma = \sqrt{2}$$

conduit à une relation homographique caractérisée par le rapport anharmonique constant et réel :

$$(1, -1, z_1, z) = -u$$

et à une construction géométrique très simple.

Dans le diagramme log $-$log où les résistances non normalisées R_e, R_L, R_s et R_g sont exprimées en décibels, les courbes représentatives des fonctions

$$R_e = f_e(R_L) \text{ et } R_s = f_s(R_g)$$

sont des courbes *symétriques* par rapport au point correspondant aux impédances images et obtenues par translation d'une *courbe universelle indépendante du transistor* et des conditions de fonctionnement I_0 et T.

Lorsque les conditions d'adaptation aux impédances images ne sont pas remplies, la théorie optique détermine ainsi de façon remarquablement simple les impédances d'entrée et de sortie des transistors ; nous avons vu que leur connaissance est capitale, dans la synthèse des filtres actifs, pour la détermination des éléments du circuit passif associé.

2.3.4. *Gain de puissance maximal*

Lorsque l'adaptation aux impédances images peut être réalisée, le transistor procure alors le gain maximal de puissance η_m donné par la formule :

$$\eta_m = \left|\frac{b_2}{A_g}\right|^2 = \left|e^{-2\gamma_1}\right| = e^{-2\alpha_1} = \frac{e^{2\alpha_0}}{e^{2\alpha}} = \frac{u}{p\mu_e} = \frac{r_c}{2{,}9r_e} .$$

2.3.5. *Neutrodynage du transistor*

Les formules précédentes sont valables pour les transistors normaux, montés en émetteur commun et supposés non neutrodynés.

Lorsque le transistor est neutrodyné ($t_{12} = 0$), il fonctionne *comme un isolateur* caractérisé par des *impédances images synthétisables* et par la seule constante de propagation γ_1 (γ_0, γ et γ_2 étant alors infinies).

Dans les conditions optimales de neutrodynage, le facteur de dissymétrie n reste inchangé mais les impédances images et le gain de puissance maximal sont tous multipliés par le facteur $\sqrt{2}$ (1,5 dB).

CONCLUSION

Nous avons montré, dans cet article, comment une conception pédagogique, dans un domaine limité de l'électronique, a été envisagée pour pouvoir s'adapter à un cadre très particulier de l'enseignement de cette discipline, constitué par la formation technique supérieure au sein même de l'entreprise.

Cette forme de pédagogie est basée sur l'application des mathématiques modernes à l'étude des circuits *selon des règles d'automatisme* dont les clefs sont fournies par l'usage exclusif du calcul matriciel et de la normalisation des éléments.

Par ailleurs, l'analyse des circuits actifs et passifs, est *faite simultanément*. Elle est effectuée, tant pour le régime permanent que pour le régime transitoire, dans le plan de la fréquence et non à l'aide de la variable de temps.

Elle est toujours conduite dans le dessein d'aboutir à une conception claire et générale des *méthodes modernes de synthèse* dont l'importance s'est récemment accrue de façon considérable ; ceci, par suite de l'apparition des circuits intégrés où l'expérience ne permet plus de corriger les aléas d'un processus de synthèse mal adapté.

L'unification des rôles actif et passif de ces circuits est à l'origine du développement actuel de la *théorie optique des réseaux électriques* qui mène à ce but de manière simple, élégante et efficace.

Cette forme de pédagogie conduit à une modification importante de la conception traditionnelle de l'enseignement dans le domaine des circuits de l'électronique.

Nous avons conscience que la simplification considérable apportée ainsi à l'analyse et surtout à la synthèse de ces circuits est compensée par certaines imperfections.

L'absence de rigueur dans l'exposé, nécessaire pour s'adapter au niveau moyen des élèves et à la présentation la plus claire possible des règles d'automatisme ne constitue pas, à notre point de vue, un inconvénient majeur.

Par contre, la crainte d'une réduction du sens physique, tant par la recherche de l'automatisme du raisonnement que par celle d'une normalisation systématique, est beaucoup plus préoccupante.

Il est certain que cette forme moderne d'exposition ne peut être employée sans précautions pour des élèves qui ne soient pas encore entrés dans une entreprise industrielle.

Une précaution importante (qui n'apparaît cependant pas dans les ouvrages américains correspondants) consiste à exiger, pour chaque exercice, la dénormalisation et la présentation numérique du résultat. Par ailleurs, l'enseignement des méthodes modernes de calcul dans certains domaines doit aller de pair avec l'enseignement des méthodes traditionnelles dans d'autres domaines, de manière à réaliser un équilibre harmonieux dans la pensée des élèves.

Toutefois, cet impératif devient moins important dans le cadre de la formation professionnelle, par suite de l'origine même des élèves.

Une culture générale moyenne entraîne, en effet, le besoin d'un formalisme fondé sur un complet automatisme servant de cavenas et de guide au raisonnement ; par contre, le sens physique de cette catégorie d'élèves, travaillant tous dans un laboratoire industriel, reste aiguisé en permanence par les exigences propres de la profession.

ASPECTS EXPÉRIMENTAUX

Une calculatrice de démonstration à usage didactique

J. HEBENSTREIT
Chef du Centre de Calcul de l'E. S. E.

1. Introduction

La transformation, en 1966, de l'Option Calcul Automatique créée à l'ESE en 1962 et qui durait onze semaines en 3e année, en une « Section Informatique » qui s'étend sur toute la 3e année d'étude, a naturellement posé un grand nombre de problèmes.

La Section Informatique visant plus particulièrement à former des Ingénieurs destinés à concevoir et à réaliser des ordinateurs, il était indispensable, en plus d'une bonne formation théorique, assurée par les cours magistraux, de donner aux élèves une formation pratique de haut niveau. C'est en vue de cette formation pratique qu'a été réalisé, au Centre de Calcul de l'ESE, une calculatrice d'enseignement baptisée ESE 1.

2. But et rôle de ESE 1

Les travaux pratiques de la Section Informatique ont été subdivisés en plusieurs groupes correspondant aux divers niveaux qu'on peut distinguer dans l'étude de la structure d'une calculatrice :

- *a*) le niveau technologique qui se décompose en

α) étude des éléments (diodes, transistors, tores de ferrite, cryotrons, etc.).

β) étude des circuits de logiques divers (portes ET, OU, PAS, NI, $\overline{\text{ET}}$, bascules, etc).

- *b*) le niveau logique qui se décompose lui-même en

α) étude des blocs logiques usuels (registres à décalage, additionneurs série et parallèle, décodeurs, compteurs, etc) ; l'analyse et la synthèse de ces blocs pouvant se faire aisément à l'aide d'un simulateur logique.

β) étude des modes d'interconnexion des blocs logiques en vue d'exécuter un code d'instructions déterminé (décodage des instructions, autorisations et inhibitions, notion de cycle mineur, etc). C'est en vue de cette étude que nous avons été amenés à réaliser ESE 1.

γ) étude de la logique permettant un enchaînement correct des instructions successives d'un programme, logique des organes d'entrée-sortie, ordres initiaux et microprogrammes, etc. On trouve à ce niveau le point de rencontre du hardware et du software qui est fondamental dans la conception d'une machine. Compte tenu de l'importance de ce problème, nous avons été amenés à étudier une deuxième calculatrice d'enseignement qui est actuellement en cours de réalisation, afin de permettre aux élèves ayant assimilé le fonctionnement d'ESE 1, c'est-à-dire de la logique à l'intérieur d'un cycle mineur, de faire un pas de plus et de prendre conscience des très nombreuses opérations logiques de service qu'impose le fonctionnement correct d'une calculatrice.

- *c*) la programmation et ses techniques

3. Description de ESE 1

Ainsi qu'il a été dit ci-dessus, le but de ESE 1 est de mettre en évidence la manière dont s'effectuent pratiquement les micro-opérations câblées dont l'enchaînement permet l'exécution des opérations câblées tant arithmétiques que logiques.

A cet effet, le panneau avant a été muni d'un certain nombre de voyants directement reliés aux circuits de logique et qui permettent de visualiser le fonctionnement de l'ensemble. Enfin, pour montrer comment une opération relativement complexe peut être soit câblée soit programmée, ESE 1 possède la multiplication câblée.

3.1. Description globale

La calculatrice possède :

a) une horloge pouvant fonctionner en pas à pas ou en automatique,

b) trois registres de 12 positions binaires pouvant recevoir des nombres,

c) un registre d'ordre pouvant recevoir des instructions comportant 12 positions binaires,

d) un décodeur,

e) un bloc de commande,

f) un additionneur-soustracteur série,

g) un registre d'entrée d'ordre à 12 positions binaires,

h) un registre d'entrée de nombre à 12 positions binaires.

3.2. Description fonctionnelle

3.2.1. *L'horloge*

L'horloge peut fonctionner au choix en pas à pas ou en automatique (5 kHz). Le cycle mineur étant de 16 impulsions, l'horloge est visualisée par quatre voyants et les temps d'horloge successifs apparaissent sur un autre groupe de cinq voyants distincts des premiers. Ces cinq voyants sont respectivement marqués H, G_1, G_2, G_3, G_4.

Le début du cycle mineur correspond au temps G_3 et on aura successivement :

1 impulsion en G_3 } initialisation
1 — en G_4 }

12 — en H calcul

1 — en G_1 } tests et fin

1 — en G_2 }

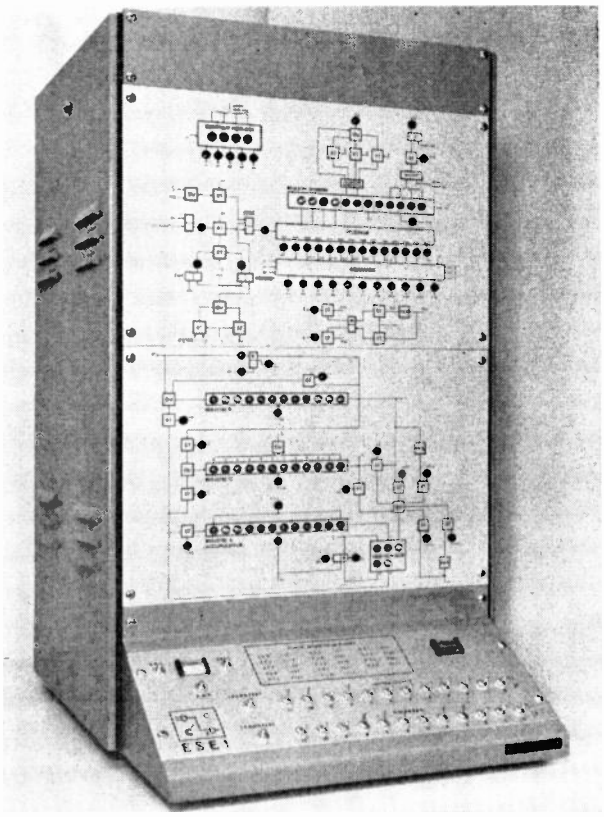


FIG. 1.

3.2.2. *Les registres d'opération*

Ils sont au nombre de trois, appelés respectivement A, B et C. Chacun de ces registres comporte 12 chiffres binaires (soit une capacité allant jusqu'à 4 095 en numération décimale) et ils sont tous trois décalables à droite d'un nombre de rang quelconque.

— Le registre A sert d'accumulateur, c'est-à-dire qu'on y trouve systématiquement le résultat de toutes les opérations portant sur deux nombres (addition, soustraction, multiplication).

— Le registre B peut recevoir (en appuyant sur le bouton-poussoir marqué TRANSFERT) les nombres affichés en binaire sur le registre d'entrée, nombre qui est matérialisé par une rangée de 12 inverseurs marquée NOMBRES. On peut ajouter ou retrancher le contenu du registre B du contenu du registre A.

— Le registre C peut servir de registre de garage et il est également utilisé dans l'exécution de l'instruction de multiplication câblée. Le contenu du registre C peut être ajouté au contenu du registre A.

Le contenu de ces trois registres est visualisé à l'aide de trois rangées de 12 voyants chacune.

3.2.3. *Le registre d'ordres*

Le registre d'ordre comporte 12 chiffres binaires et il est divisé en quatre parties (fig. 1).

— les quatre chiffres binaires de plus fort poids (b_9 à b_{12}) forment le code opération proprement dit (sur les 16 opérations possibles, 14 seulement ont été utilisées).

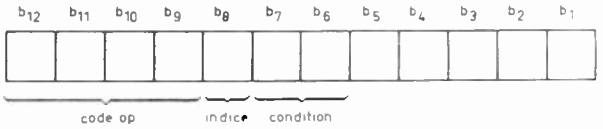


FIG. 2.

— le bit b_8 est un indice d'effacement facultatif (voir 3.3.2.),

— les bits b_0 et b_7 sont les bits de condition (voir 3.3.3.).

— les bits b_1 à b_5 ont deux usages :

a) dans le cas d'une instruction de décalage, les bits b_1 à b_4 indiquent le nombre de rangs du décalage.

b) dans le cas d'une instruction d'opération comportant une vraie valeur (voir 3.3.1.), les bits b_1 à b_5 donnent la vraie valeur (donc $\leqslant 31$).

Enfin, on peut envoyer dans le registre d'ordre (en appuyant sur le bouton-poussoir TRANSFERT) une instruction affichée en binaire sur le registre d'entrée, instruction qui est matérialisée par une rangée de 12 inverseurs marquée INSTRUCTIONS.

Les 12 bits du registre d'ordres sont visualisés à l'aide d'une rangée de 12 voyants.

3.2.4. *Le décodeur*

A la sortie du décodeur (dont la logique n'est pas détaillée), on trouve 14 voyants correspondant aux 14 opérations possibles du code d'instructions.

3.2.5. *Le bloc de commande*

Le bloc de commande comporte 34 voyants indiquant la présence ou l'absence de signaux d'autorisation pour les diverses micro-opérations câblées.

3.3. LES INSTRUCTIONS ESE 1

3.3.1. *Le code opération*

On a vu ci-dessus (3.2.3.) que les 4 bits du code opération étaient les bits b_9 à b_{12} du registre d'opération, conformément au code ci-après :

R A Z	1 0 1 1	remise à zéro de l'accumulateur (registre A)
A D B	1 1 0 1	addition du registre B à l'accumulateur
A D C	1 1 1 0	addition du registre C à l'accumulateur
A V V	1 1 0 0	addition à l'accumulateur du nombre figurant en binaire dans les positions b_1 à b_5 du registre d'ordre.
S U B	1 0 0 1	soustraire de l'accumulateur le registre B
S V V	1 0 0 0	soustraire de l'accumulateur le nombre figurant en binaire dans les positions b_1 à b_5 du registre d'ordre,
T A B	0 0 0 1	transfert du contenu de l'accumulateur dans le registre B avec conservation du contenu de l'accumulateur,

T A C 0 0 1 0 transfert du contenu de l'accumulateur dans le registre C avec conservation du contenu de l'accumulateur,

T B C 0 0 1 1 transfert du contenu du registre B dans le registre C avec conservation de B,

D C A 0 1 0 0 décalage conservatif à droite de n rangs (n est donné par les bits b_1 à b_4 du registre d'ordre) du contenu de A et de C considérés comme un seul registre de double longueur ; les faibles poids sortis de A se retrouvent dans les forts poids de C ; les n bits de faible poids de C sont perdus et n zéros entrent en position fort poids de A,

D C B 0 1 0 1 décalage *circulaire* à droite de n rangs (n est donné par les bits b_1 à b_4 du registre d'ordre) du contenu du registre B ; les faibles poids sortis de B se retrouvent dans les forts poids de B,

D C C 0 1 1 0 décalage non conservatifs à droite de n rangs (n est donné par les bits b_1 à b_4 du registre d'ordre) du contenu du registre C ; les n bits de faible poids sont perdus et n zéros entrent en position de fort poids de C,

M U L 0 1 1 1 multiplication du contenu du registre B (multiplicande) par le contenu de l'accumulateur (registre A) ; résultat dans A ; les contenus de B et C sont détruits.

Remarque

L'utilisation des nombres négatifs n'ayant pas été prévue il faut, dans les opérations de soustraction, que le résultat soit positif sinon le résultat doit être interprété en complément à 2.

3.3.2. *L'indice de modification*

La présence du bit b_8 permet de modifier certaines instructions car il entraîne la remise à zéro de l'accumulateur avant exécution de l'instruction. Ainsi :

A D B + b_8 remet l'accumulateur à zéro avant addition du contenu de B, ce qui revient à un transfert de B dans A,

A D C + b_8 remet l'accumulateur à zéro avant addition du contenu de C, ce qui revient à un tranfert de C dans A,

A V V + b_8 remet l'accumulateur à zéro avant addition, ce qui revient à transférer le nombre ($\leqslant 31$) figurant de b_1 à b_5 du registre d'ordre dans l'accumulateur,

T A B + b_8 transfert du contenu du registre A dans le registre B avec effacement du registre A.

3.3.3. *Les conditions*

Toutes les instructions peuvent être conditionnelles. Les conditions correspondent aux bits b_6 et b_7, selon la table suivante :

0 0 pas de condition,

0 1 le contenu du registre C est nul,

1 0 le bit de plus faible poids de C est nul,

1 1 le bit de plus faible poids B est nul.

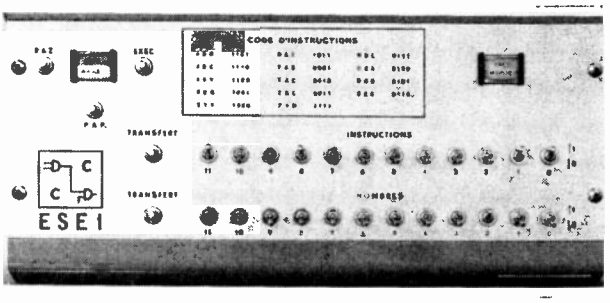


FIG. 3.

4. Exécution d'une instruction

Pour exécuter une instruction, il y a lieu de faire les opérations suivantes (en supposant un des opérandes déjà placé dans le registre A) :

a) appuyer sur le bouton-poussoir RAZ (remise à zéro) pour inhiber les voyants « FIN » et « DEBORDEMENT ».

b) afficher l'ordre sur la rangée d'inverseurs « ORDRES ».

c) transférer l'ordre dans le registre d'ordre en appuyant sur le bouton-pousoir « TRANSFERT ORDRE ».

d) afficher le deuxième opérande (qui est à transférer dans le registre B) sur la rangée d'inverseurs marquée « NOMBRES ».

e) appuyer sur le bouton-poussoir « TRANSFERT NOMBRE ».

f) choisir le mode d'exécution (AUTOMATIQUE ou MANUEL) à l'aide de l'inverseur.

MANUEL	AUTOMATIQUE
g) appuyer sur le bouton-poussoir « EXÉCUTION » afin d'autoriser l'exécution d'un cycle mineur. Appuyer sur le bouton-poussoir « PAS A PAS » le nombre de fois nécessaire pour que le voyant G_3 de l'horloge s'allume. En appuyant 16 fois sur ce même bouton-poussoir, on exécutera l'ordre en pas à pas. Toute pression ultérieure restera ineffective.	*g'*) appuyer une fois sur le bouton-poussoir « EXÉCUTION ». L'ordre est exécuté.

5. Technologie

Afin de limiter le plus possible les études technologiques préalables (mise au point de circuits fiables dans les conditions les plus défavorables) et le temps de câblage, l'ensemble de l'appareil a été réalisé à l'aide de circuits intégrés monolithiques du type industriel (utilisation entre 0° et 75 °C). On a utilisé au total 152 circuits intégrés répartis sur 8 plaques à circuit imprimé de dimensions standard. A ceci, il

convient d'ajouter environ 120 transistors amplificateurs montés sur cinq plaques et destinés à alimenter les voyants sous 24 V à partir de la tension de 1,6 V représentant le 1 logique des circuits intégrés.

L'ensemble est alimenté par une source de 6 V – 1,5 A pour les circuits intégrés, et une source de 24 V – 2 A pour les voyants. Les circuits intégrés n'ont subi aucun tri préalable et, après câblage, un seul d'entre eux a été remplacé parce que considéré comme douteux, en fonctionnement marginal (fonctionnement correct entre 4,5 V et 6 V pour une tension nominale d'utilisation de 5,2 V).

Bien que prévu pour fonctionner à 5 kHz en mode AUTOMATIQUE, des essais ont montré que l'ensemble fonctionnait correctement, sans précautions particulières, jusqu'à 1 MHz malgré la charge importante que représente pour les circuits intégrés, la présence des transistors B.F. de commande des voyants ; enfin, depuis sa réalisation en novembre 1965, l'appareil a fonctionné sans aucune panne.

6. Conclusions

Les difficultés pratiquement insurmontables que l'on rencontre lorsqu'on essaie d'expliquer au tableau le fonctionnement séquentiel détaillé d'une calculatrice et le rôle de chacun des temps d'horloge à l'intérieur d'un cycle mineur, nous a amené à réaliser une calculatrice d'enseignement qui sera utilisée dans le cadre des Travaux Pratiques de la Section Informatique. La visualisation systématique de la logique de tous les organes importants et le fonctionnement en pas à pas visent à pallier la difficulté évoquée ci-dessus, tout en mettant en évidence un certain nombre de points fondamentaux :

— la complexité des opérations élémentaires à mettre en jeu pour réaliser une opération si simple soit-elle,

— l'impossibilité de disséquer une calculatrice pour en expliciter le fonctionnement détaillé ce qui a pour corollaire qu'une calculatrice doit, lors de sa conception être spécifiée de façon globale (interdépendance des différents blocs logiques),

— la possibilité des options entre opérations câblées, coûteuses mais rapides, et les opérations microprogrammées, économiques mais lentes. (Pour mettre en évidence une des faces de l'interdépendance software hardware, on a muni ESE 1 de la multiplication câblée et le jeu d'instructions a été choisi de façon à pouvoir également réaliser celle-ci sous forme d'un programme linéaire exécutable instruction par instruction).

Cet appareil n'a été mis entre les mains des Elèves qu'en octobre 1966, mais son introduction dans le cycle de Travaux Pratiques de la Session de Perfectionnement consacrée aux Calculatrices Electroniques qui a eu lieu en janvier 1966, a constitué un test qui s'est avéré positif quant à sa valeur pédagogique.

Nous tenons, en terminant, à remercier MM. SCYLOWICZ et NOYELLE, Chefs de Travaux Adjoints au Centre de Calcul de l'ESE, dont la compétence et le dévouement ont permis de mener à bien la construction de cet appareil en un temps remarquablement court.

L'Enseignement des techniques numériques et de traitement de l'information

V. CORDONNIER
Professeur à l'ISEN

1. Introduction

L'enseignement des techniques numériques comporte deux aspects distincts qui représentent les deux stades successifs conduisant à l'élaboration d'un nouvel ensemble ; la conception des circuits de base, d'abord, ensuite les techniques d'assemblage de structures capables de prendre en charge, de stocker, de traiter, de restituer l'information.

La formation de spécialistes des circuits de base s'apparente à celle d'ingénieurs électroniciens dont elle ne constitue qu'une branche particulière. Les raisonnements, les procédés et les matériaux sont identiques. L'enseignement de ces techniques est maintenant classique ; les cours et les séances de travaux pratiques sur les circuits à impulsions et les circuits logiques occupent une place importante dans le programme des écoles formant des ingénieurs électroniciens.

Il semble pourtant qu'une école qui se limiterait à initier ses étudiants à ces techniques ne répondrait que partiellement aux désirs de l'industrie. Comme nous l'avons dit plus haut, la conception d'une machine nouvelle réclame un assemblage complexe de ces divers circuits élémentaires selon des règles précises qui doivent concilier rapidité, simplicité et sûreté de fonctionnement. Ce nouvel art de l'ingénieur qui n'est plus à proprement parler de l'électronique, en découle pourtant directement.

Le plus souvent, faute de trouver des ingénieurs qui aient reçu une formation spécifique dans ce sens, l'industrie a dû prendre en charge elle-même la formation du personnel qu'elle affecte à ce travail. On parle habituellement d'ingénieurs logiciens, mais ceux-ci sont de provenances très diverses. Peu nombreux sont ceux qui se trouvaient préparés par leurs études à l'activité qu'on leur réclame.

Cependant, autant que la technologie, c'est la logique et l'harmonie qui président au travail de ses

divers organes qui assurent le succès d'un calculateur. Il n'existe pas de coupure bien nette entre ces deux domaines d'activités. Il est même hautement souhaitable que l'ingénieur logicien connaisse les problèmes purement électroniques que doit résoudre l'ingénieur de circuits et, qu'inversement, ce dernier dispose d'un certain recul pour mener à bien son étude et l'adapter aussi parfaitement que possible aux impératifs de l'assemblage logique.

La tendance actuelle d'intégration des fonctions logiques qui consiste à réaliser, sur un même support et par des opérations identiques, les outils et les liaisons entre ces outils, rend encore plus floues les frontières qui existent entre l'activité de l'ingénieur de circuits et celle du logicien.

S'il apparaît donc souhaitable d'assurer une double formation aux élèves-ingénieurs qui se destinent à l'étude des organes de traitement de l'information, il reste à déterminer les moyens d'y parvenir. L'une des voies les plus naturelles semble être de compléter par une formation logique les connaissances électroniques d'élèves-ingénieurs qui ont déjà choisi cette orientation. Il est donc normal de considérer que cette spécialisation dans le traitement de l'information, entre dans le cadre des techniques enseignées par une école d'électronique.

A un niveau différent, on constate la nécessité d'initier l'ingénieur logicien aux problèmes d'exploitation d'un ordinateur. Afin de définir correctement la structure d'une machine, il devient de plus en plus important de savoir à quoi celle-ci va servir et comment elle prendra en charge les travaux qu'on lui confie. La compétence du logicien doit donc aussi s'étendre dans cette direction et il est fondamental de lui donner des notions de programmation aussi bien dans le langage de la machine que dans les langages symboliques les plus évolués dont la mise en œuvre impose souvent des structures particulières ou des modes de traitement distincts.

L'initiation aux techniques du traitement de l'information couvrira donc les domaines suivants :

1) Circuits de traitement, technologies des divers organes.

2) Structure des machines, organisation interne des machines.

3) Exploitation des machines, langages et systèmes d'exploitation.

Si l'enseignement théorique de ces différentes matières ne présente pas de difficultés fondamentales, la formation pratique devient ardue par l'ampleur des moyens à mettre en œuvre. Cet article a pour but de décrire une expérience tentée dans ce domaine.

2. L'initiation à la logique

La nécessité de permettre aux étudiants de compléter leur formation théorique sur les circuits logiques a conduit l'ISEN à réaliser, il y a plus de dix ans, un petit simulateur à relais électromagnétiques. Ce simulateur toujours utilisé en travaux pratiques, s'est rapidement révélé insuffisant. Une étude entreprise, il y a deux ans, pour définir les caractéristiques d'un simulateur transistorisé puissant, a conduit à considérer comme fondamentaux les points suivants :

— Possibilité d'extension illimitée.

— Modularité complète obtenue par la réalisation d'éléments enfichables.

— Orientation de certaines fonctions logiques câblées vers leur emploi industriel, (convertisseur analogique-numérique et numérique-analogique, relais de puissance, compteurs, etc.), en même temps que d'autres, plus particulièrement destinées au traitement de l'information (registres à décalage, circuits de codage, éléments de stockage de l'information).

Après une étude des matériels disponibles sur le marché, la décision a été prise de réaliser à l'école ce simulateur.

Il se présente sous forme d'une armoire contenant les alimentations et certaines commandes générales. Tous les éléments logiques sont réalisés dans des tiroirs enfichables qui ne reçoivent, par leur face arrière, que les tensions d'alimentation. Les liaisons entre circuits sont assurées sur la face avant par des bornes que doit réunir l'utilisateur.

La particularité la plus remarquable de ce simulateur est la variété des fonctions dont il dispose : Outre les circuits logiques classiques ET, OU, NOR, NAND, NON et les bascules de type RS, on y trouve des codeurs décimaux, des décodeurs avec affichage, un registre à décalage, des compteurs et une horloge.

Une mémoire de 64 bits, adressables par groupes de 4, un additionneur binaire et un additionneur décimal, permettent de câbler un embryon de calculateur.

Les travaux demandés aux étudiants sur cette maquette vont des problèmes simples d'initiation comme le câblage d'une bascule du type JK jusqu'à la réalisation d'une commande complète d'ascenseur.

3. L'initiation au calcul

Après s'être initiés aux principes de la logique statique sur le simulateur, les étudiants abordent les systèmes de traitement de l'information sur un petit ensemble constitué de 10 registres circulants à lignes à retard qui se referment sur des circuits de traitement élémentaires. Le but de cette maquette est de montrer l'aspect essentiellement dynamique du traitement.

L'introduction des informations dans les registres se fait à la main, par boutons-poussoirs tandis que l'affichage permanent de leur contenu est assuré sur un oscilloscope par l'intermédiaire d'un commutateur à dix voies compris dans la maquette.

L'étudiant doit commencer par définir et régler les circuits de synchronisation, puis il lui est demandé d'introduire des informations binaires, de les décaler, de les additionner en ayant toujours à l'esprit que, l'information étant en perpétuel déplacement, la notion de temps et de synchronisation doit guider tout son travail.

4. Un ordinateur destiné à l'enseignement

Le plus souvent, la structure et l'organisation interne des machines de traitement de l'information font l'objet de description détaillées pendant le cours ; il sera distribué à l'étudiant des plans et des schémas, mais celui-ci n'aura pas la possibilité de vérifier de manière concrète ce qu'il a appris. Il faudrait en effet mettre à sa disposition une machine complète pour permettre un enseignement appliqué qui fasse réellement le complément du cours théorique.

La première solution que l'on puisse envisager est d'affecter une machine classique à ce rôle mais ceci n'est pas sans inconvénient. Il s'agit, dans le cas présent, de rendre le fonctionnement de la machine aussi analytique que possible, alors que, tout au contraire, dans une machine du commerce, le constructeur cherche à grouper les opérations pour rapprocher le langage de la machine de celui de l'utilisateur. Il est exact, cependant, que de nombreuses machines sont utilisées pour l'enseignement mais celui-ci ne porte alors que sur la programmation. Aucune, à notre connaissance, n'est utilisée telle que l'a réalisée son constructeur afin de mettre en évidence la manière dont procèdent les circuits pour exécuter les ordres et pour les trouver.

Les réalisations actuelles de machines d'enseignement semblent plutôt s'apparenter aux deux maquettes décrites plus haut. Celles-ci ne peuvent, en aucun cas, prétendre au nom d'ordinateurs dont il leur manque les fonctions les plus caractéristiques.

Il existe une autre différence entre la machine pédagogique et la machine classique : cette dernière est conçue et réalisée par son constructeur pour répondre aux besoins d'une classe déterminée d'utilisateurs. Il serait souhaitable, au contraire, que la structure de la machine pédagogique puisse être modifiée pour que l'étudiant réalise lui-même celle qui convient le mieux au problème posé ou, du moins, qu'il redécouvre la structure optimale. Pour cela, l'opérateur doit avoir accès à tous les circuits par l'intermédiaire de commandes au pupitre. Il lui sera alors possible d'intervenir dans le déroulement des opérations à tout instant et pour chacun des circuits. Ajoutons encore la possibilité de faire fonctionner les circuits dans des conditions anormales, telles que simulation de pannes ou d'erreurs logiques, forçage de circuits dans des états non prévus par les codes, etc.

L'ensemble de ces caractéristiques particulières conduit à admettre la nécessité d'une machine spécialement conçue en vue de l'enseignement. Les réalisations actuelles de machines pédagogiques se groupent dans une famille bien déterminée : il s'agit de calculatrices binaires. Le plus souvent, les traitements s'effectuent en série sur des mots de longueur réduite et la capacité de stockage se limite à quelques dizaines d'adresses. Elles présentent le grand avantage d'être d'un coût peu élevé, d'une conception simple et autorisent l'emploi d'une technologie souple et aisée à mettre en œuvre, telle que les relais. Il s'agit plus, en fait, de circuits de calcul que de systèmes de traitement de l'information.

Il conviendrait d'introduire les notions fondamentales de programme enregistré, au même titre que les données, de calcul d'instructions, de liaison automatique à des organes d'entrées-sorties et même éventuellement de simultanéité et de multiprogrammation. En d'autres termes, il s'agit de réaliser une machine complète disposant d'une mémoire de capacité moyenne et de circuits de traitement relativement évolués.

Le prix d'une telle entreprise peut alors paraître démesuré vis-à-vis du but pédagogique recherché. On remarquera cependant qu'à ce stade, il n'y a que peu de différences entre la machine que l'on a définie et une machine classique. Si la réalisation est conduite dans cette optique, on pourra disposer d'un ensemble qui répondra aussi bien aux besoins spécifiques de l'enseignement qu'à ceux de l'utilisateur d'un système classique. Il est certain qu'à l'intérieur d'un ensemble d'enseignement scientifique important, cette seconde possibilité répondra à un besoin croissant.

5. Choix des caractéristiques de base de la machine

L'étude a été menée de façon à couvrir une large gamme de commande et de contrôle. Il doit être possible de diriger le fonctionnement des organes aussi bien manuellement en analysant chaque pas du traitement qu'en utilisant un langage de programmation symbolique relativement élaboré. Il est apparu rapidement qu'il ne suffisait pas de juxtaposer des éléments destinés à l'une ou à l'autre des applications recherchées. Pour obtenir un ensemble homogène, il faut étudier chaque circuit dans son comportement interne et dans ses relations avec les autres, sous les différents aspects possibles de son fonctionnement. Souvent un choix s'impose, mais chaque fois que cela a été possible, c'est l'argument pédagogique qui a prévalu.

5.1. Choix du système de numération et du code

L'information doit être compréhensible et exploitable dans tous les circuits et non seulement au niveau des entrées-sorties comme c'est le cas des machines classiques. Comme les données les plus usuelles sont des nombres, cela conduit logiquement au choix de la numération décimale. La portée de la machine serait pourtant considérablement réduite si elle ne pouvait prendre en charge que des données numériques ; aussi prendra-t-on comme unité d'information le caractère alpha-numérique à six moments.

5.2. Circuits de traitement

Le traitement des données se fera en série, caractère par caractère, mais les mots peuvent être de longueur variable et la fin du mot est indiquée par un caractère particulier qui, pour les données numériques, indique en même temps son signe. Il en résulte une organisation de la mémoire telle qu'à chaque adresse corresponde un caractère. L'adresse d'une donnée sera l'adresse du premier caractère de celle-ci, après quoi la recherche de la donnée s'effectue automatiquement en balayant les adresses suivantes jusqu'à ce que se présente le caractère de fin de mot.

L'unité de traitement, simplifiée à l'extrême, ne comporte qu'un additionneur décimal et un comparateur. Une organisation particulière de la mémoire sur laquelle on reviendra plus loin, permet de disposer, en mémoire centrale, de positions privilégiées qui jouent le rôle d'un accumulateur ; une telle organisation ne nécessite qu'un registre de six bascules dans les circuits de traitement.

Les nombres négatifs seront représentés par leur complément vrai à la puissance de dix immédiatement supérieure. La soustraction s'effectue alors, elle aussi, dans l'additionneur. La multiplication et la division ne sont pas câblées dans les circuits de traitement, et se font par sous-programmes.

5.3. Les instructions

Pour donner au traitement une forme aussi analytique que possible et aussi pour simplifier les circuits, les instructions ne comportent qu'une adresse explicite. Elles peuvent être soumises à un certain nombre de conditions telles que : signe d'une donnée précédemment traitée, état d'un compteur, clé au pupitre, etc. Ces instructions doivent, pour faciliter la compréhension des étudiants, se présenter toujours sous la même forme, bien que l'on soit certain de perdre ainsi une place importante en mémoire dans l'écriture des programmes.

Il a semblé important cependant de donner aux instructions des possibilités nombreuses dans la détermination de l'adresse effective qui peut être obtenue directement, indirectement ou par indexation.

5.4. Les moyens d'accès

Plus que de hautes performances, on a cherché à doter l'ensemble de moyens de prendre en charge et de restituer des informations sous des formes variées et à partir d'éléments faisant appel à des technologies très diverses. La faible capacité de la mémoire impose l'emploi d'une mémoire périphérique, à bandes magnétiques par exemple. On trouvera, de plus, une imprimante, une machine à écrire, un système d'exploitation de rubans perforés et il est prévu l'adjonction de dispositifs d'entrées-sorties d'informations présentées sous forme analogique.

Les plus lents de ces dispositifs permettront un fonctionnement en simultanéité basé sur le principe de l'interruption de programme dont il semble fondamental de faire apparaître le principe dans une telle machine.

6. Description des circuits

La mémoire de l'unité centrale comporte 10 000 positions alphanumériques. Trois registres permettent d'y définir une adresse. Ces registres sont montés en compteurs réversibles pour assurer, à partir de l'adresse initiale, le balayage des positions de la mémoire contenant les caractères successifs du mot traité, soit dans le sens croissant, soit dans le sens décroissant. L'apparition du caractère « fin de mot » arrête le balayage.

Le premier de ces registres est le compteur ordinal. Le second sélectionne la donnée dont l'adresse figure explicitement dans l'instruction. Le troisième ne peut contrôler que les adresses comprises entre 0 et 100 dont l'emploi est réservé au stockage de données intermédiaires et à la réalisation de certains registres qui ne seront pas câblés : registres d'index, compteurs, gestion des interruptions de progamme.

Le bloc de calcul est réduit à sa plus simple expression. L'additionneur voit ses deux entrées reliées l'une à un registre de stockage câblé dit registre opération, l'autre au registre de sortie de la mémoire. Le registre opération peut être chargé à partir de la mémoire soit directement, soit par l'intermédiaire d'un circuit formant le complément à 9. Un bloc logique, disposé comme l'additionneur entre le registre opération et le registre de sortie de la mémoire, permet la comparaison, l'intersection et l'union de deux caractères. La sortie du bloc de calcul retourne directement vers les circuits d'écriture en mémoire.

Ce même registre opération sert d'aiguillage pour toutes les voies d'accès et de sortie. Pour cette raison, il est relié aux divers registres intermédiaires qui figurent dans les unités de contrôle des organes périphériques.

7. L'utilisation pédagogique de la machine

7.1. Fonctionnement manuel

Après une description rapide de la machine, l'étudiant se la voit confier afin d'apprendre la manière dont y sont représentées les informations et les traitements qu'il peut y poursuivre. Dans ce but, le pupitre rassemble sous forme de voyants toutes les indications nécessaires pour la connaissance, à chaque instant, du travail entrepris. L'horloge et le bloc de commande sont mis hors circuits et seuls des poussoirs et des interrupteurs, placés eux aussi sur le pupitre, permettent d'intervenir dans les circuits de traitement. Chacun de ces poussoirs correspond à une impulsion normalement émise par le bloc de commande. L'addition de deux caractères, par exemple, et le rangement du résultat dans la mémoire demanderont une dizaine de commandes élémentaires et, pendant qu'il les fournit, l'étudiant voit évoluer l'état de la machine et peut se rendre compte, point par point, de ce qu'il réalise.

Au bout de quelques heures d'initiation, on demande à l'étudiant de fournir les séquences correspondant aux principales instructions du langage-machine.

7.2. Programmation en langage-machine

Lorsque le détail des séquences et le mécanisme qui permet de les enchaîner aura bien été assimilé, on passe à l'étude des programmes enregistrés. Le programme, d'abord très simple, est introduit par la machine à écrire et exécuté immédiatement. Lorsque les programmes se compliquent, en même temps que l'étudiant acquiert une certaine assurance, on emploie le lecteur de rubans perforés qui permet une introduction plus rapide des ordres et une écriture sur un élément périphérique. Actuellement un moniteur doit suivre les étudiants, contrôler rapidement les programmes avant d'en autoriser le passage ; il est

cependant tout à fait possible de confier la presque totalité de son travail à la machine elle-même et c'est sous cette forme qu'il est prévu d'assurer le contrôle des travaux pratiques.

Dans le cadre des projets de fin d'études, il est proposé à des groupes d'étudiants qui ont manifesté le désir de perfectionner leur formation dans le domaine de la programmation, de rédiger des programmes plus complexes. Cette année, un groupe de quatre étudiants s'est vu confier l'étude et la mise au point d'un compilateur capable de prendre en charge des programmes écrits dans un langage symbolique relativement simple, inspiré du PAF de la machine CAB 500 construite par la S.E.A. (1)

(1) Actuellement Compagnie Internationale pour l'Informatique.

8. Conclusion

En poursuivant ces diverses réalisations destinées à initier pratiquement les étudiants aux techniques du traitement de l'information, on a cherché à en couvrir les différents aspects. L'évolution rapide de ces techniques rendait un peu hasardeuse cette entreprise, mais, dans chaque cas, on s'est plus attaché à dégager des principes établis qu'à mettre l'accent sur certains types de technologies qui risquent de se périmer rapidement.

Ajoutons enfin que ces réalisations n'ont été possibles que grâce à l'aide matérielle et aux conseils des principaux constructeurs français de systèmes de traitement ; souhaitons qu'ils trouvent une justification de leurs efforts dans la compétence qu'auront ainsi acquise les ingénieurs de l'ISEN qui exerceront chez eux leur activité.

Emploi de maquettes didactiques

PAR

MM. FONTAINE et NICOLE

Bureau de Liaison

Enseignement et Moyens Pédagogiques

de la Radiotechnique-Coprim-RTC

L'étude des disciplines expérimentales nécessite un esprit de recherche et d'observation dont la substance ne peut être communiquée que par la réalisation d'expériences « en direct ». La valeur d'un physicien n'est pas toujours uniquement fonction des *êtres mathématiques* qu'il connaît, mais aussi de son sens des *grandeurs réelles*.

Dans les classes de sciences physiques, les cours théoriques sont accompagnés de démonstrations permettant de concrétiser les phénomènes tout en sollicitant la mémoire visuelle des élèves.

En électronique, l'expérimentation collective doit s'accompagner d'un travail personnel de l'élève, il doit réaliser lui-même des circuits, des ensembles, faires des mesures. Cependant, on se heurte à des difficultés d'ordre matériel.

A cause des conditions inhérentes aux circuits, l'enseignement de la théorie est souvent délicat. En effet, si l'on compare un schéma et sa réalisation pratique, force est de constater l'absence d'une ressemblance évidente. Davantage même, un simple composant et son symbole ne semblent avoir qu'une lointaine parenté.

Les éléments de base d'un circuit (résistances, condensateurs, transistors, etc.) peuvent avoir des aspects différents suivant leur valeur, leur marque, la matière qui les constitue, et les limitations diverses telles que tensions, courant, température. Bien évidemment, la symbolisation ne peut tenir compte de toutes ces données. Il en résulte par exemple que plusieurs résistances, fort différentes par leur valeur et leur rôle, seront figurées exactement de la même manière. L'ambiguïté se poursuit plus loin au niveau de l'étude d'une fonction. L'association d'un condensateur et d'une résistance définit un ensemble qui peut signifier, suivant l'emplacement de ces éléments et leur mode d'association, un circuit oscillant intégrateur ou différenciateur. Ces questions de positions relatives peuvent être très claires sur un dessin. Il n'en est plus de même sur le montage réel où le câblage répond à des soucis d'utilisation pratique.

Le professeur, soucieux d'imager son cours, rencontre deux genres d'obstacles. En premier lieu, il lui faudra lier le schéma, argument principal de son exposé, avec le châssis d'expérience, en montrant constamment les correspondances entre l'élément réel et sa représentation, et en prouvant la parfaite conformité de conception du dessin classique et de la maquette. Ensuite, il devra tenir compte de la petitesse des composants réels et devra bien souvent faire déplacer ses élèves par petits groupes pour leur faire efficacement observer les phénomènes.

De plus, les nécessités de l'enseignement ne prévoient pas toujours l'observation d'un montage en fonctionnement normal, mais au contraire la possibilité de souligner l'influence des principaux éléments sur le comportement d'un circuit. Ainsi le professeur est amené à remplacer certains éléments par d'autres, de valeurs différentes. Sur un châssis, cette démonstration ne peut généralement se faire que difficilement.

Le manque de souplesse et de commodité de tels moyens de démonstrations a conduit à de nombreuses recherches permettant de pallier ces inconvénients.

Avant la dernière guerre, un certain nombre de systèmes d'enseignement par panneaux synoptiques avaient été mis au point et utilisés aux Etats-Unis. En Europe et plus particulièrement en France (depuis une dizaine d'années), des tentatives du même genre ont été effectuées avec des fortunes diverses. Le problème n'est effectivement pas simple, ces maquettes doivent répondre à des exigences très variées telles que grande maniabilité, robustesse suffisante pour utilisation répétée, possibilités très diverses (étude de toutes les fonctions), et mise en évidence simultanée des aspects théoriques et pratiques d'un phénomène.

Une telle énumération de conditions explique le grand nombre d'échecs enregistrés jusqu'à ce jour, mais ne justifie aucunement l'abandon des recherches en ce domaine.

En collaboration avec une association internationale, la Radiotechnique-Coprim-RTC a apporté toute son attention à ce sujet. Ses ensembles appelés « Moniteurs électroniques » sans avoir l'ambition d'être parfaits semblent bien répondre aux préoccupations majeures ci-avant décrites.

Le « Moniteur électronique » pour professeur se présente, dans ses différentes versions, sous la forme d'un cadre pouvant supporter, suivant les modèles, quatre ou dix panneaux de démonstrations. Ces panneaux sont amovibles et interchangeables. Pour réduire la fatigue visuelle des élèves, certaines couleurs ont été sélectionnées : fond vert sombre et schéma jaune. Les parties fixes du circuit (connexions, supports de tubes, lignes d'alimentation, etc.) sont représentées de façon définitive sur chaque panneau.

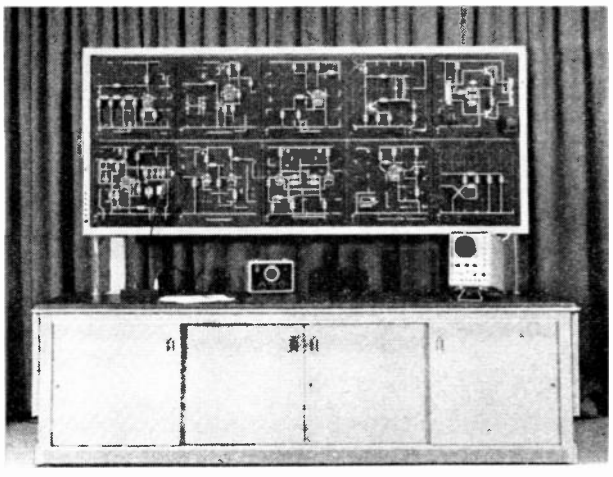


FIG. 1. — Moniteur électronique pour professeur.

A partir de cette disposition stable, le professeur complète le montage avec les divers composants prévus. Ceux-ci se présentent sous la forme d'éléments fonctionnels soudés sur un support recouvert d'un boîtier portant le symbole correspondant. Une simple pression suffit à libérer le boîtier de son socle. La possibilité est ainsi offerte au professeur d'introduire une pièce défectueuse capable de provoquer les pannes les plus classiques et d'insister, de la sorte, sur le comportement réel du montage.

De plus, pour faciliter leur mise en place rapide, les ensembles boîtier-support sont simplement enfichés. Les broches prévues à cet effet viennent s'insérer dans les douilles réparties à intervalles réguliers.

En pratique, chaque point d'insertion comporte plusieurs de ces douilles reliées entre elles intérieurement. Il est en effet nécessaire de pouvoir disposer, à toute extémité de composant, de bornes libres, si l'on veut, à l'aide de pointes de touche, brancher des appareils et effectuer des mesures.

La mise sous tension desdits appareils est réalisée au moyen de prises placées sur le côté du meuble ou du chariot qui contient les alimentations nécessaires à toutes les utilisations du « moniteur ». La liaison avec le cadre est assurée par un câble. Le rangement des panneaux et des accessoires est prévu dans le meuble ou des armoires indépendantes, la variété des éléments étant considérable.

Ce fait, caractérise justement le nombre de combinaisons possibles. Chacun des panneaux, outre qu'il réalise l'étude d'un certain nombre de fonctions est associable avec d'autres. Ainsi peut être montré le fonctionnement d'un poste de radio, d'un téléviseur ou d'ensembles industriels complets. L'évolution des techniques impose au constructeur des recherches constantes pour la mise à jour et le développement de ce matériel. Aussi peut-on comprendre le souci constant des industriels quant à la présentation de nouvelles applications. Il en résulte une augmentation régulière du nombre des panneaux, en rapport direct avec les nécessités présentes de la formation des ingénieurs et techniciens.

En conséquence, les professeurs ont à leur disposition un choix de sujets assez vaste. Si cela leur paraît nécessaire, ils les sélectionneront en considérant les impératifs particuliers au niveau enseigné.

Toutefois, il est vraisemblable, comme nous l'avons déjà signalé, que la possibilité d'expériences collectives ne réponde pas totalement aux besoins des enseignants, ceux-ci désirant faire manipuler les élèves eux-mêmes.

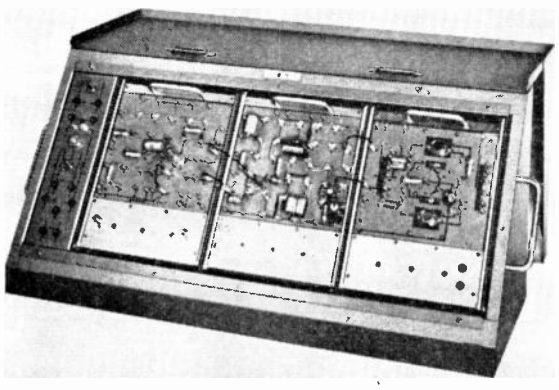


FIG. 2. — Moniteur électronique pour élèves (cadre 3 panneaux).

Mieux encore, il semble préférable que ces derniers puissent refaire immédiatement toutes les expérimentations du professeur, en se livrant simultanément à divers essais et modifications.

Dans ce domaine, le moniteur pour élèves paraît le mieux adapté. Se composant également de panneaux réduits à une dimension acceptable pour l'étude pratique individuelle ou par groupe de deux, il présente toutes les possibilités du « moniteur » réservé au professeur.

Toutefois, le schéma n'est plus dessiné directement sur la maquette, celle-ci étant constituée d'une matière transparente. La raison de l'emploi d'un matériel translucide est fort simple : faire travailler les étudiants à partir du câblage interne. La transposition sous la forme symbolique est néanmoins possible par l'adjonction de plaquettes en bakélite reproduisant le schéma.

D'autre part, il n'est plus ici question d'enfichage d'éléments car il est nécessaire que l'élève prenne l'habitude de manier les composants réels sans que les conditions de robustesse à observer s'en trouvent modifiées. Un astucieux système de fixation pas vis au moyen de tournevis magnétiques, permet de concilier ces deux impératifs : solidité du montage et souplesse dans le positionnement, tout en assurant de très bons contacts électriques. L'inclinaison du cadre qui supporte ordinairement trois panneaux a été spécialement étudiée afin de renforcer la maniabilité de l'ensemble. Pour l'étude de fonctions complexes, une version comportant, cette fois, dix panneaux a été développée. Il s'agit, dans l'esprit du constructeur, de respecter, chaque fois que cela est possible et en tenant compte des conditions d'utilisation, le parallélisme entre les modèles pour professeur et élèves.

Il est, en conséquence, possible d'envisager la création de classes pilotes utilisant simultanément ces deux types d'appareils. Avec l'aide de l'Education Nationale, des expériences ont pu être effectuées, notamment dans certains lycées. Les résultats ont été appréciables. Il a été constaté, à la suite d'une interrogation subie six mois après le cours, par deux moitiés de classe de force sensiblement égales, l'une ayant bénéficié de l'enseignement par « moniteur », l'autre ayant suivi la méthode habituelle, que le pourcentage de réponses justes était très supérieur dans le premier cas.

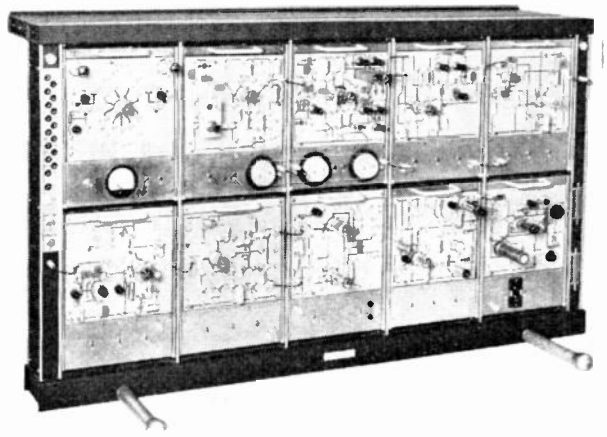


FIG. 3. — Moniteur électronique pour élèves (cadre 10 panneaux).

Bien entendu, l'utilisation de ce nouveau matériel, exige du professeur un léger effort d'adaptation, mais le temps gagné par la suite l'en récompensera largement.

L'enseignement par « moniteurs » ne couvre évidemment pas tous les besoins de la formation en électronique. Il constitue seulement un moyen de base particulièrement efficace, le compléter par des publications, des livres, des projections fixes et animées est toujours souhaitable. Chaque professeur conçoit, pense, réalise en fonction de sa classe et le terme d'Enseignement par « Moniteurs électroniques », n'est pas synonyme de mode d'emploi ni de pédagogie à caractère particulier. L'ambition majeure du « Moniteur » est de mettre à la disposition des enseignants un matériel offrant le plus grand nombre de possibilités... Cela constitue, en soi, un objectif assez séduisant pour que l'expérience vaille la peine d'être développée.

Les cours d'électronique par correspondance à Electricité de France-Gaz de France

M. CHAPUY

Département PROFOR, E.D.F.

L'importance et la complexité croissante de l'appareillage électronique utilisé dans les différents secteurs d'activité d'Electricité de France et de Gaz de France a posé de nombreux problèmes au Département « Promotion — Formation — Organisation » (PROFOR) qui est chargé dans ces deux Etablissements de l'ensemble des activités de formation, de perfectionnement et de reconversion de certaines catégories de personnel.

Parmi les actions entreprises pour faire face aux besoins qui se sont fait jour dans ce domaine, nous présenterons dans cet article les Cours par Correspondance.

Analyse des buts poursuivis

On n'a pas cherché, dans cet enseignement, à répondre aux impératifs particuliers de telle ou telle

fonction d'électronicien exigeant des connaissances spécialisées dans un domaine strictement délimité.

Les objectifs fixés visent, au contraire, à utiliser au mieux une somme d'aptitudes pour procurer les connaissances susceptibles d'engendrer une capacité technique plus large que celle requise par les tâches quotidiennes souvent trop routinières et qui risquent d'enfermer leurs exécutants dans un étroit empirisme.

A partir de cette idée générale, on a distingué trois catégories d'agents susceptibles d'être intéressés par des cours d'Electronique :

— Les ingénieurs

Certains d'entre eux, spécialistes de l'Electronique, sont tenus de revoir et compléter sans cesse leurs connaissances. Quant aux autres, il leur faut posséder de larges ouvertures vers ce domaine qui, de jour en jour, étend son emprise dans de nouvelles directions.

— Les techniciens

Ils doivent être mis en mesure de connaître et suivre les progrès techniques, de les utiliser et d'y apporter leur contribution afin d'assurer, dans les meilleures conditions, leur tâche de contrôle ou d'assistance d'ingénieur.

— Les ouvriers qualifiés

Il faut élargir leurs vues pour que, au-delà de la résolution des problèmes courants, ils parviennent à un début de participation au savoir des techniciens, ce qui facilite les contacts de plus en plus nombreux avec l'ensemble des spécialistes.

Organisation générale de l'enseignement

Pour répondre aux besoins spécifiques de ces trois niveaux fonctionnels, trois programmes indépendants ont été élaborés. Chacun d'eux constitue un tout en soi.

Nous avons parlé plus haut de Cours par Correspondance et certes la plus grosse part de l'enseignement prévu revêt cet aspect de devoirs à exécuter en fonction d'un calendrier de travail ; mais on a cherché à pallier en partie les inconvénients bien connus de ce procédé.

C'est ainsi que les élèves se voient proposer des thèmes de travaux pratiques à domicile et des stages dans des établissements scolaires du Département PROFOR

Etudions successivement ces formes d'activités.

Cours par correspondance

● Selon le niveau de connaissances d'un agent, l'études d'un des trois programmes référencés respectivement E.I, E.II, E.III lui est attribuée (fig. 1).

● Ces programmes sont divisés en un certain nombre de cycles correspondant chacun à une année scolaire (de septembre à juillet). Le premier cycle de chaque programme est constitué par des révisions et des compléments de Mathématiques ou d'Electricité.

● Quelques élèves, particulièrement brillants, peuvent bénéficier de « passerelles » leur permettant

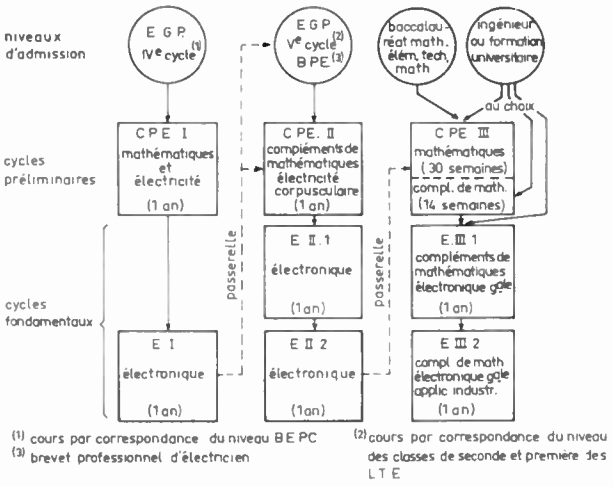


FIG. 1.

d'accéder à l'étude du programme de niveau supérieur.

Travaux pratiques à domicile

Au cours des cycles E.I et E.II.1, les agents reçoivent une caisse (fig. 2) leur permettant d'effectuer chez eux des travaux pratiques :

FIG. 2. — Caisse de matériel pour travaux à domicile

● exercices de soudure-câblage,

● manipulations élémentaires sur les tubes et les semiconducteurs,

● montages d'après schémas.

Deux mois sont accordés pour l'exécution de ces travaux qui sont pris en compte lors de l'examen des résultats obtenus. Nous disposons actuellement de 150 caisses de matériel.

Stages en école

A chacun des cycles E.I., E.II.2 et E.III.2 est associé un stage de deux semaines dans un établis-

sement scolaire du Département PROFOR. Son but est de concrétiser l'enseignement théorique des cours par correspondance.

Tableaux pédagogiques, affiches, éléments en coupe, maquettes permettent de matérialiser les données technologiques.

Un important matériel moderne est affecté au Laboratoire de mesures dont un poste de travail est représenté sur la figure 3.

Il est ainsi possible d'effectuer un grand nombre de manipulations et de mesures, à différents niveaux, malgré la courte durée du stage.

Effectif des agents inscrits

Le schéma d'organisation des études, tel qu'il a été présenté, vient seulement — après quatre ans d'expérimentation — d'être mis définitivement au point.

En l'état actuel des choses, les effectifs se répartissent comme suit :

180 inscrits au niveau E.I. (pour les deux cycles)

260 inscrits au niveau E.II (pour les trois cycles)

45 inscrits au niveau E.III (régime transitoire — programme en cours de refonte).

Depuis le début de l'enseignement, en 1962, le nombre total des cours diffusés aux différents niveaux se monte à 1 930.

FIG. 3. — Stage pratique. Poste de travail pour deux agents.

Nous ne pouvons encore préjuger des résultats de la nouvelle organisation, mais ceux que nous avons obtenus pendant les quatre années de mise en route nous permettent d'être optimistes.

MOYENS AUDIO-VISUELS ET ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ

L'enseignement programmé de l'électronique

A. KIRCHBERGER

Adjoint au Directeur du Centre de Documentation sur l'Enseignement Programmé

On ne s'étonnera pas de voir associer, dans une même phrase, les termes de programme (ou programmé ou programmation) et électronique. Le développement de celle-ci et, parallèlement, de cette nouvelle activité humaine que constitue l'informatique nous ont habitué au terme de « programme ». En fait il s'agit ici de tout autre chose : une technique d'enseignement qui tient compte des différences individuelles dans l'acquisition des connaissances. Le « programme », c'est-à-dire le document individuel de travail pour l'élève, est ainsi *une suite ordonnée d'éléments de connaissance*, aussi fins que nécessaire, rangés dans un ordre optimal. Chacun d'entre eux présente une information, pose une question à son propos et permet ainsi à l'élève de contrôler pas à pas sa progression. Mais, réinjectant le contrôle dans l'enseignement, le programme est en même temps une *norme de progression* qui délimite ainsi le moment et le lieu où il est propice de passer à un niveau supérieur de connaissances. En troisième lieu, le programme, de par tous les comportements qu'il met en œuvre, est aussi un ensemble ordonné de séquences d'actions qui se commandent les unes les autres.

Il existe en fait plusieurs types de programmes. Les premiers — dits *« linéaires »* ou encore *« monoséquentiels »* — ont pour caractéristique principale de ne comporter, comme leur nom l'indique, qu'un seul cheminement pour tous les élèves. En d'autres termes, ces derniers passeront, dans un ordre iden-

tique tous par les mêmes éléments de connaissance qui seront suffisamment « fins » pour minimiser les risques d'erreurs dans les réponses. La succession des comportements partiels ainsi définis doit aboutir à un comportement terminal global. Ce type de programme présente des variantes, qu'il s'agisse d'*items de secours* (pour les élèves qui, à un moment donné de leur progression, ont besoin d'un rattrapage particulier sur tel ou tel point) ou inversement de *sauts en avant* (pour les élèves brillants qui, objectivement, peuvent se permettre une progression à pas plus larges...).

A cette classe de programmes, on peut opposer les *programmes ramifiés* (ou à branchements) qui prévoient des cheminements différents selon les réponses aux questions posées. Un cas particulier, de loin le plus fréquent toutefois, consiste à orienter le sujet en fonction de son choix de telle ou telle réponse dans l'ensemble fermé des réponses qui lui est proposé. Des commentaires adaptés sont prévus pour toutes les réponses (pour tous les choix) et en particulier pour celles (donc : ceux) qui témoignent d'un mauvais raisonnement dont il importe que le sujet prenne conscience.

Cette *programmation ramifiée à choix multiples* qui s'appuie avant tout sur un *diagnostic* des comportements a été définie en premier lieu par un psychologue américain — CROWDER — étudiant les problèmes posés par un enseignement du dépannage de systèmes électronique dans l'armée.

L'enseignement programmé ainsi défini, sinon complètement du moins dans son allure générale, il suffit de traverser la Manche ou l'Atlantique pour constater le succès rencontré par cette technique dans tous les secteurs d'enseignement et de formation, spécialement pour l'électronique. On ne compte plus, tant aux U.S.A. qu'en Grande-Bretagne, les cours programmés sur les « transistors », les « circuits imprimés », etc... ou même plus généralement d'électronique. Des entreprises comme R.C.A., PHILCO, GENERAL ELECTRIC, etc., ont développé, à l'intention de leur personnel, des manuels programmés portant sur ce thème et, pour un public plus large encore, la Compagnie « International Telegraph and Telephone » (I.T.T.) a édité plusieurs ouvrages analogues.

Au reste, les Américains et les Anglais ne sont pas les seuls en cette course ! D'Union Soviétique ou d'Allemagne — tant à l'ouest qu'à l'est — et de tous les pays industrialisés nous parviennent les échos d'un développement de cette technique pédagogique.

Il n'y a là rien d'étonnant : le développement accéléré du progrès technique, tout spécialement dans des domaines de pointe comme l'électronique et, par voie de conséquence, dans les industries qui produisent du matériel ou se servent de cette science appliquée, oblige à former un personnel qualifié de plus en plus nombreux. Les transformations, les regroupements poussent par ailleurs au recyclage, au perfectionnement, si ce n'est à la reconversion continuelle de telle ou telle catégorie de techniciens... Les méthodes pédagogiques *traditionnelles* ne suffisent plus. Mieux, calquées sur l'enseignement scolaire, elles ne paraissent pas correspondre aux besoins et aux motivations des adultes. L'éducation permanente nécessite d'autres outils, et en particulier la mise sur pied de documents de travail individuels plus rigoureux que les manuels bien connus. On débouche ainsi tout naturellement sur un enseignement programmé !

Encore faut-il que celui-ci ne se limite pas à la transmission d'un vocabulaire même indispensable. Au delà du terme, il y a le concept et, dans ce domaine tout spécialement, une action, un comportement. C'est de ce point de vue qu'il faut partir pour déboucher sur l'acquisition et la maîtrise de stratégies de procédures, de savoir-faire. Il importe dans ces conditions que, programmés ou non, les documents d'enseignement conduisent à simuler la situation réelle du technicien ou de l'ouvrier au travail, dans des actions de montage, de dépannage, etc. L'enseignement de l'électronique, a fortiori quand il est programmé totalement ou partiellement, implique un travail sur maquettes et sur modèles (circuits, systèmes, etc.). D'autres articles de cette revue insistent avec raison sur cet aspect bien spécifique.

C'est dans ce contexte que l'on peut tenter de faire le bilan provisoire, certes, de l'enseignement programmé de l'électronique en France. Il est à la fois maigre et prometteur.

Au total en effet, il n'existe à l'heure actuelle que 5 cours programmés tous *linéaires* dont on trouvera la liste ci-dessous (on n'a pas compté les documents sur « la radio-navigation », le « contrôle du radio-compas au sol » qui ne se proposent pas tant d'enseigner tel ou tel concept de l'électronique que des techniques en grande partie indépendantes de cette science appliquée).

Les cours programmés retenus concernent les transistors, les triodes (à vide, à cristal), les circuits logiques, etc. Ils proviennent en grande partie de l'Armée ques, etc. Ils proviennent, en grande partie, de l'Arde l'Air (dont on sait les besoins en personnel qualifié de maintenance), de l'Organisation Reconstruemée de l'Air (dont on sait les besoins en personnel qualifié de maintenance), de l'Organisation Reconstruction Travail (école technique privée) mais aussi d'établissements publics tels l'Electricité de France.

D'autres documents sont en préparation, mis au point entre autres par la Fédération Nationale des Industries de l'Electronique et par « La Radiotechnique ». Il s'agirait, dans ces deux cas, d'un cours plus complet sur les fondements de l'électronique, depuis la définition même de celle-ci jusqu'aux circuits imprimés et aux transistors. Ce cours, dont la technique de programmation n'est pas univoque, comporte — et c'est là un élément essentiel — une boîte de montage qui lui est directement intégrée. Ainsi l'élève va du texte à la manipulation, de l'observation du phénomène à l'information, l'une vérifiant ou préparant le terrain pour l'autre. Enfin, il semblerait qu'un cours programmé soit actuellement mis au point pour le dépannage des futurs postes de télévision en couleurs qui doivent être commercialisés

sous peu et pour lesquels le personnel d'entretien doit obligatoirement être recyclé.

Utilisé dans l'industrie chaque fois qu'il y a *mutation technologique* — et elles sont nombreuses dans le domaine d'intervention de l'électronique —, l'enseignement programmé doit se conjuguer avec d'autres moyens, audio-visuels en particulier. Par ailleurs et spécialement pour un enseignement de l'électronique, il doit s'appuyer sur d'autres modes d'enseignement : travaux pratiques, discussion de groupe, etc.

Il y a là, sans nul doute, un champ très riche et très ouvert tant pour les constructeurs que pour les consommateurs. D'autant que, dans certains cas et plus souvent qu'on ne le pense, l'enseignement programmé de l'électronique peut bénéficier de l'utilisation de machines à enseigner (voir ci-après).

Liste des cours programmés en langue française

ANDREANI (F). — Technologie d'un Transistor, Paris, Ecoles de l'O.R.T., sans date, 27×21 cm, 31 p., fig., multigraphié, 197 items (CDEP 1222).

Cours sur la triode à cristal. — Ecole Technique de l'Armée de l'Air (Rochefort-s.-Mer), Commandement des Ecoles de l'Armée de l'Air, 1966. — 27×21 cm, 279 p. 631 items (CDEP 674).

Cours sur la triode à vide. — Ecole Technique de l'Armée de l'Air (Rochefort-s.-Mer), Commandement des Ecoles de l'Armée de l'Air, 1965. — 27×21 cm, 52 p. (CDEP 673 et 1105).

Institut Mensch und Arbeit (Munich). — Les éléments logiques de liaison dans les installations électroniques, en collaboration avec Hütten und Bergwerke Reinhausen. — Luxembourg, C.E.C.A. 1965. — 29×21 cm, 139 p., fig., multigraphié, 131 items (CDEP 480).

LEVY (R) — Le son : sa transformation en courant électrique, sa transformation à grande distance. — Paris, Ecoles de l'O.R.T. s.d. — 24,5×21 cm, 79 p., fig., ronéo, 389 items (CDEP 1099).

Notions d'Algèbre de Boole, leur application aux circuits logiques et l'emploi des diagrammes de Veitch. — Paris, E.D.F. G.D.F. (Département Profor) 1965. — 4 volumes plus les cahiers de tests et les exercices d'applications (CDEP 199 et 861).

L'indication (CDEP...) donne la cote du document que l'on peut consulter ou emprunter au Centre de Documentation sur l'Enseignement Programmé, 29, rue d'Ulm, Paris-5e — Tél. 033.76.50 et 326.14.90.

Une expérience de l'O.R.T.F. en matière d'éducation professionnelle des adultes : « Les cours professionnels télévisés »

L. KEVORKIAN

Ingénieur en chef à l'O.R.T.F.

L'O.R.T.F. a lancé depuis 1964, d'abord en circuit fermé puis sur antenne, une formule de cours professionnels diffusés sur le réseau de télévision à l'usage des électroniciens (1). La présente note se propose de dégager les objectifs recherchés, certains aspects pris par cette expérience, et les résultats que l'on peut en espérer. Elle se limite à un cadre précis que nous allons évoquer en décrivant les circonstances de la naissance de ces cours.

1. Bref historique

L'O.R.T.F. dispose d'un potentiel respectable en hommes et en matériel. Mais comme tout service public travaillant au niveau national, ce potentiel est disséminé d'une façon importante, encore accrue par les récents développements de la télévision. Si l'essentiel des moyens de production est en effet centralisé à Paris dans des centres assez éloignés les uns des autres, l'ensemble de la diffusion est dispersé sur le territoire, de préférence sur des points hauts, d'accès parfois difficile. Les techniques mises en œuvre sont très variées, en raison d'une gamme de fréquences couvertes importantes, de zéro à quelques milliers de mégahertz. Elles évoluent à la cadence que l'on sait, sans que, pour le moment, une forme de stabilité puisse apparaître autre que celle imposée par la rentabilisation indispensable

(1) Les cours professionnels télévisés sont diffusés au cours du premier semestre de l'année 1967 :

— le samedi à 11 h 10 sur la première chaîne.

— le lundi à 19 h sur la deuxième chaîne.

des équipements. Il a donc été naturel de chercher à informer de la façon la plus large un personnel à haute qualification technique, susceptible d'être périodiquement dépassé par l'apparition de phénomènes nouveaux.

La notice et l'ouvrage, moyens classiques par excellence, ont été largement employés. L'O.R.T.F., entreprise de « diffusion », se devait cependant de tenter l'utilisation à son propre usage d'un moyen de communication de masse.

Les cours professionnels télévisés sont nés de ces nécessités en février 1964. Les premiers essais ont consisté à élargir les horizons d'une classe : un professeur placé devant un tableau noir et parlant à un groupe d'élèves a d'abord éveillé une curiosité amusée, puis un certain intérêt. Le sérieux est venu progressivement, lentement, car il a fallu lutter contre cette séparation des genres qui veut limiter la télévision au domaine de la distraction et, pour le meilleur des cas, à la vulgarisation. Les cours initialement à usage interne ont rapidement intéressé des membres de la « famille » des électroniciens. Ils ont pris un caractère de régularité lié à l'apparition d'une habitude nouvelle, favorable à une recherche expérimentale. Nous allons évoquer celle-ci sous ses aspects essentiels :

— le contenu du message et les difficultés de sa définition,

— le rendu du message et le souci d'efficacité,

— la réaction de l'auditoire.

Nous essayerons de dégager, au cours de quelques réflexions, les perspectives d'avenir de cette recherche.

2. Le contenu du message

La définition du contenu du message est une opération complexe à plusieurs titres. Le cours est prévu pour une population précise d'électroniciens et celle-ci a des exigences variables dans d'importantes proportions selon le niveau et le degré de spécialisation. Une analyse des différents paramètres est donc un préalable indispensable. Le cours varie tout d'abord selon sa *nature*. Il peut ainsi faire intervenir :

— des études mathématiques théoriques ou appliquées,

— des notions de physique et de chimie dans la constitution des composants,

— des problèmes de technologie dans le fonctionnement et l'exploitation d'un appareil ou d'un ensemble.

La forme du cours dépend de la quantité d'informations de chacun de ces termes dont il constitue en général une succession logique. Mais cette diversité de nature ne suffit pas à la définir entièrement. Le groupe des « électroniciens » auquel s'adresse ce cours présente une hétérogénéité notable. En effet :

— Le degré de spécialisation varie dans d'importantes proportions selon les secteurs d'activité. Il est évident que le constructeur de composants ne se pose guère les mêmes problèmes que le dépanneur radioélectricien et un lien existe cependant entre eux.

— Le niveau de connaissances s'étend sur une vaste échelle. Il résulte aussi bien de la complexité de notre système éducatif que de la diversité d'origine des électroniciens.

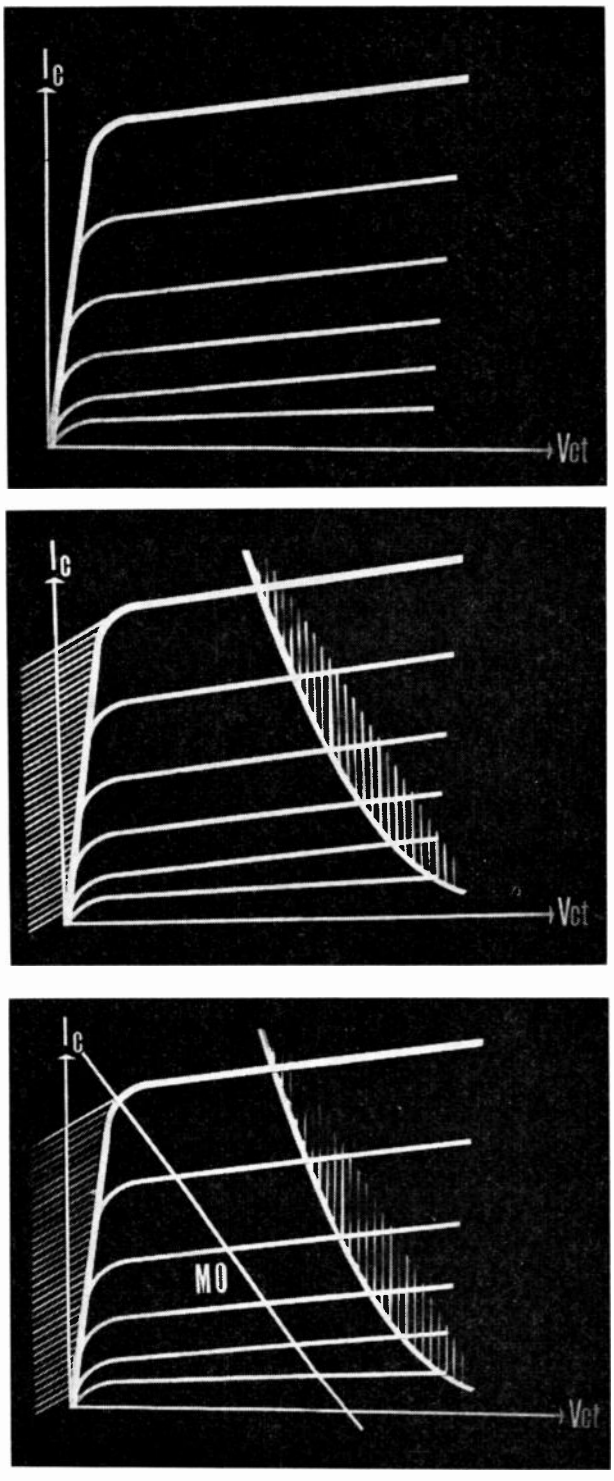


FIG. 1. — Exemple d'animation statique.

Il s'agit d'expliquer le rendement d'un montage à semiconducteurs. Les étapes successives apparaissent :

— caractéristiques statiques

— zones interdites (après un temps

— droite de charge (après un temps).

Le commentaire explique la construction progressive de la figure.

La connaissance de tous ces éléments permet de parvenir progressivement à la détermination de facteurs communs. Celle-ci est d'autant plus importante que l'aspect de communications de *masse* ne doit pas être oublié.

Le sujet est enfin choisi à partir des questions en évolution profonde pour lesquelles une présentation complète semble possible et la demande est la plus nombreuse. Pour la période 1966-67 par exemple :

— la télévision en couleur,

— les semiconducteurs,

— la commutation

ont semblé, dans une large mesure, répondre à ces différents soucis. Le choix du sujet étant ainsi arrêté de nombreuses opérations préparatoires subsistent.

Il convient, en effet de préciser *les limites* de composition du futur programme d'émissions. Un vaste travail d'élagage permet d'éliminer certaines questions jugées secondaires. Dans un domaine mouvant, ces limites donnent parfois lieu à des discussions délicates, le même mot revêtant des acceptions différentes selon les interlocuteurs. Chaque phénomène est aussi décomposé en un aspect théorique ou démonstratif et un aspect physique ou technologique. Toutes ces discussions préparatoires permettent aux auteurs d'écrire *un texte* sous une forme classique avec figures, commentaires et calculs. Un cours oral peut même être fait dans une classe et amène une première mise au point. Les sujets traités font en général, en raison de leur longueur, l'objet d'une série d'émissions. L'ensemble des textes de la série doit être écrit dès le commencement, un peu comme dans un feuilleton où l'épilogue est connu à l'avance par les auteurs.

Lorsque le sujet traite de problèmes d'actualité en pleine évolution, ce souci est quelquefois difficile à satisfaire en raison de certains imprévus. Il est aussi bien connu que les meilleurs auteurs sont les spécialistes les plus occupés dont le temps libre est fort restreint.

3. La préparation de l'émission

Elle débute alors par une « adaptation » bien différente de l'écriture d'un scénario dialogué tel qu'on le rencontre dans une émission classique. Il ne faut pas oublier, en effet, qu'un écart important existe entre le message audio-visuel et le texte écrit. Les moyens de conviction sont différents. Le texte imprimé s'accomode volontiers d'une logique rigoureuse que permet la démonstration parfaitement construite.

L'image est, par contre, dotée d'une puissance d'évocation spécifique et qui a déjà fait l'objet d'études approfondies. Selon sa consitution, elle emportera une adhésion véritable ou décevra. La transposition de phénomènes présentés sous une forme abstraite est donc un problème majeur susceptible de plusieurs solutions. Elle conditionne toute l'émission et présente certains traits originaux qu'il est intéressant d'indiquer :

— sur un écran aux dimensions restreintes, la présentation brutale de calculs dont le téléspectateur n'a pas de vision globale (comme dans le cas du tableau noir), doit se limiter à une évocation de formules fondamentales ou de résultats qui seront exploités dans la suite de l'émission. Le calcul est alors un auxiliaire dont la valeur démonstrative est fort limitée ;

— l'illustration schématique ou photographique apporte les mêmes précisions visuelles que le docu-

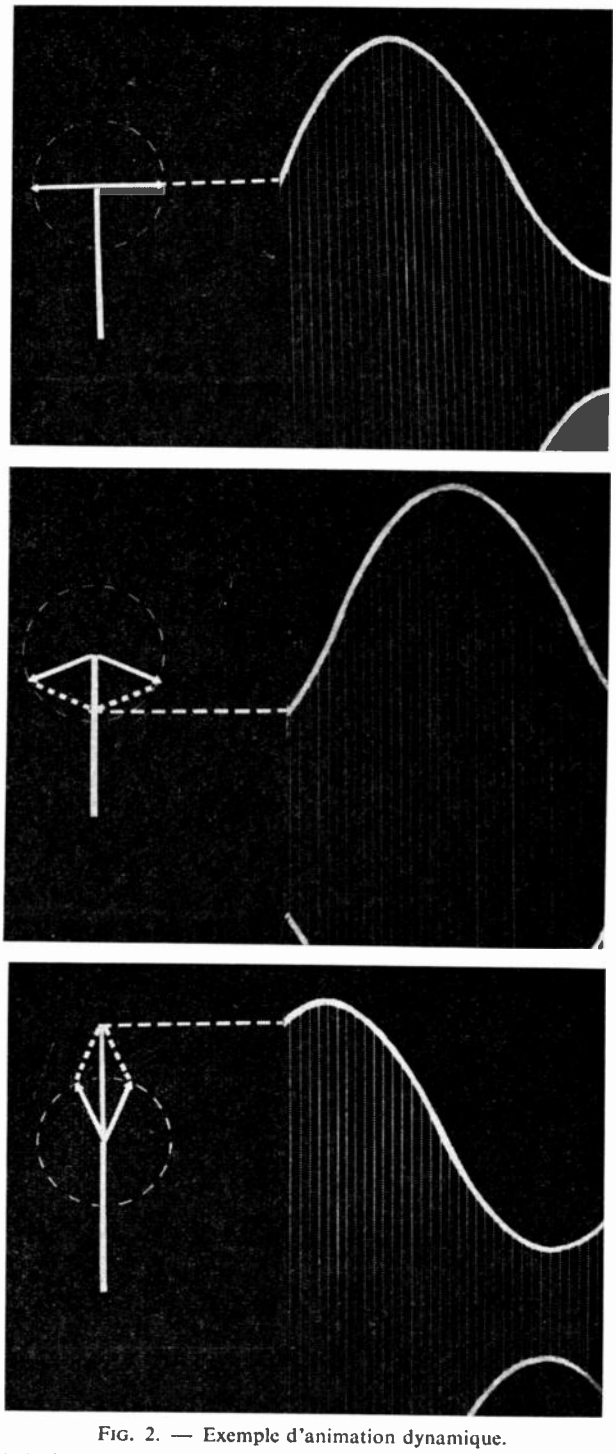


FIG. 2. — Exemple d'animation dynamique.

Il s'agit d'une représentation vectorielle classique de la modulation d'amplitude. Les vecteurs tournants sont associés au mouvement de l'enveloppe de l'anode. Une autre animation de même type permet une comparaison avec le procédé dit à porteuse supprimée utilisé pour le transport du signal de chrominance dans le système N.T.S.C. Ici le procédé d'animation s'explique par lui-même.

ment imprimé. Elle autorise un commentaire sans limitation de temps puisqu'il s'agit d'une technique statique ;

— le dessin animé insiste sur la décomposition d'un phénomène dont les traits caractéristiques sont stylisés. Elle introduit le facteur « temps » qui permet à volonté de ralentir ou accélérer, revenir sur un aspect estimé crucial. Mais elle est aussi rigide car elle doit être prévue en totalité à l'avance (à l'image près) ;

— le film amène la présentation d'expériences concrètes ou d'un appareillage réel. Il faut souligner que la validité didactique est limitée lorsqu'il s'agit de phénomènes dont l'évolution vue de l'extérieur a une importance réduite ou nulle. On connaît trop la médiocrité de nombreux documentaires où les parties essentielles sont passées sous silence *au profit de certains détails très secondaires*. Les différentes possibilités de « l'adaptation » résultent donc d'un choix à faire entre auteur et réalisateur qui décident en commun d'options possibles, en fonction d'un objectif unique : trouver les conditions *les plus simples* à assurer une bonne compréhension du contenu du message.

4. L'enregistrement de l'émission

Les phases traditionnelles à la réalisation de toutes les émissions de télévision se déroulent alors jusqu'à l'enregistrement définitif ou la diffusion en direct. Elles comprennent :

— le découpage,
— l'exécution des animations,
— le tournage d'inserts filmés,
— l'enregistrement de commentaires,
— l'enregistrement de l'émission ou la diffusion.

La description de chacune de ces opérations ne présente pas d'aspects originaux. Cependant, la qualité du « produit final » dépend de certaines particularités.

L'argumentation et les attitudes d'un professeur ou d'un présentateur prennent une importance considérable. On peut parler de force de conviction chez les uns, d'hésitation chez d'autres suivant leur comportement. Les qualités de pédagogue attribuées si rapidement par les élèves d'une classe et qui constituent une partie importante du « bagage » de chaque enseignant, se trouvent ici grossies, enflées à la loupe : chaque mimique, chaque silence ont une signification d'autant plus redoutable qu'il n'est plus possible d'en mesurer l'impact sur un auditoire invisible et lointain. On en vient à demander au professeur un véritable talent de comédien.

La terminologie utilisée prend aussi une valeur exemplaire. Il semble difficile d'interdire au spécialiste lâché devant les caméras, l'usage de certains mots familiers ou d'abréviations courantes dans la plupart des laboratoires. Comment mener cette chasse au « franglais », par exemple, si l'on souhaite obtenir une attitude naturelle des participants avec un texte qui ne soit pas imposé de mémoire.

Enfin, et c'est là un aspect capital, le travail du réalisateur ne se borne pas au choix logique d'une succession d'images ou d'effets. Nous l'avons vu participant activement à « l'adaptation » du sujet. Il lui reste encore un travail important à faire du point de vue de « l'efficacité » de l'émission : obtenir un rythme tel que l'ensemble des informations puisse être perçu et compris par le téléspectateur. Généralement dans sa classe le professeur obtient par un phénomène de contrôle immédiat, la régulation automatique ou consciente du débit des informations nouvelles. C'est ici le travail du réalisateur qui doit avec souplesse freiner un présentateur soumis à son seul rythme et dont la tendance naturelle est l'accélération : il faut introduire, un peu comme dans une partition musicale, des silences, des points d'orgue. Le téléspectateur a soudain le sentiment qu'il est respecté lorsque des arrêts bien calculés interviennent. Il y a donc un mode d'expression nouveau, synthèse du contact direct et de la projection filmée.

5. Le public et ses réactions

La connaissance de l'auditoire demeure la partie la plus difficile. A une époque où les méthodes de sondage et les études de motivation deviennent pratique courante, il peut sembler curieux de manifester une grande prudence dans ce domaine. Du point de vue quantitatif, en mettant à part le personnel de l'O.R.T.F. auquel les émissions ont été initialement destinées, on peut compter sur un public « potentiel » d'environ 30 000 radioélectriciens et à peu près autant de techniciens et de cadres travaillant dans l'industrie. L'analyse du courrier reçu est cependant révélatrice d'un « climat ». Les correspondants peuvent se grouper en plusieurs catégories :

1°) Les organismes officiels et les entreprises privées : Ils constituent l'auditoire normal d'émissions de ce type.

Cependant les entreprises aux activités directement concernées par l'électronique ne sont pas les seules à se manifester. Certaines sociétés aux objectifs assez divers s'intéressent de près à la présentation d'études sur l'électronique. Cela montre le rayonnement extraordinaire de cette branche des sciences physiques.

2°) Les établissements de formation technique dispensant un enseignement aux adultes : Les émissions apportent un effet de complémentarité utile à certains cours. Mais le problème des horaires est souvent mis en cause.

3°) De nombreux dépanneurs et radioélectriciens dont les exigences portent essentiellement sur un niveau souvent estimé trop élevé. « Les cours semblent être plus particulièrement destinés aux ingénieurs qu'aux dépanneurs », écrit l'un et un autre : « J'ai toujours préféré la théorie pure mais j'avoue que la recette de cuisine et surtout la vulgarisation ne sont pas négligeables » (*sic*).

4°) Des particuliers enfin qui constituent la phalange la plus enthousiaste : « Un regret, que ces cinq conférences soient achevées. Un espoir, les voir reprendre selon un autre programme ».

Des jeunes aussi qui découvrent concrètement certains aspects d'un futur métier possible. Ces

témoignages se limitent, en général, à une demande de documents ou d'émissions complémentaires. On peut en déduire qu'un besoin réel existe, mais trop souvent imprécis : « le besoin » n'est pas encore devenu habitude de travail. Les électroniciens ne sont pas psychologiquement adaptés au merveilleux outil qu'ils ont eux-mêmes créé. On retrouve presqu'avec satisfaction, dans un monde en évolution spectaculaire, la lenteur et la résistance au changement de l'homme. Le dialogue ainsi ouvert a néanmoins une importance fondamentale.

6. Le document écrit

Une comparaison entre les méthodes audio-visuelles et les cours écrits ne soutient guère l'intérêt. Il est évident que la vision *d'images fugitives* ne peut se substituer à une réflexion distillée lentement par l'écrit. La première, malgré la passivité apparente du téléspectateur, constitue une action embryonnaire et la seconde fixe, cristallise en quelque sorte cette action en laissant une impression durable. Il y a donc phénomène de complémentarité et peut-être retour à une habitude éducative qui se traduit par d'importantes demandes de documents écrits. Dès la diffusion des premières émissions, des résumés ont été tirés à quelques centaines d'exemplaires. Présentement, chaque émission donne lieu à la rédaction d'un commentaire écrit, diffusé à l'avance dans des revues techniques spécialisées (2). Ce commentaire reprend le thème général de l'émission avec les figures les plus importantes. Mais il permet également de développer les calculs fastidieux « à l'image » et certains aperçus théoriques jugés trop longs ou intéressant un groupe trop restreint de professionnels.

7. A la recherche d'une expression nouvelle

Ce sera le thème général de notre conclusion. L'évolution exceptionnellement rapide des connaissances scientifiques contemporaines a provoqué la remise en cause des couches les plus profondes de notre savoir. Les bases mathématiques sont elles-mêmes victimes de cette transformation et certaines notions réservées, il y a vingt ans, à la formation des ingénieurs sont souvent, et avec les vicissitudes que l'on sait, enseignées au niveau du baccalauréat.

Le monde du travail est saisi d'une inquiétude accrue devant des normes nouvelles de qualification pour la tenue de postes occupés antérieurement et de façon stable par un personnel « hautement qualifié ». La valeur des diplômes devient toute relative et celui qui en est pourvu prouve par là certaines aptitudes. Les connaissances périmées doivent être renouvelées de *façon continue*. Il devient indispensable de lutter contre cet « appauvrissement » permanent du spécialiste en cumulant les effets de moyens pédagogiques traditionnels et nouveaux. Le document écrit, la notice, l'article de fond constituent et resteront encore longtemps le patrimoine indispensable Mais déjà BERTHELOT se plaignait, au siècle dernier, de ne pouvoir lire l'ensemble des mémoires publiés annuellement sur les questions fondamentales de chimie. Que dire de la marée de textes dont chaque professionnel est mensuellement inondé et dont il ne peut même plus faire le tri ? Des études révélatrices ont été faites à ce sujet aux U.S.A.

Les formules dites de « recyclage » sont désormais à la mode et un comité consultatif s'occupe de cette importante question (voir à ce sujet l'article « Le Recyclage en Electronique p. 581 ». Mais on connaît les limites du système : pour atteindre une pleine efficacité, il est nécessaire de se limiter à une masse restreinte de professionnels devenant, par le fait, des sortes de « privilégiés ».

Certaines méthodes pédagogiques modernes permettent une action individuelle à une échelle beaucoup plus vaste. Ainsi, les méthodes d'enseignement programmé facilitent un travail solitaire et répétitif, donc adapté aux possibilités et au tempérament de chacun. Mais ce mode d'enseignement ne saurait constituer une panacée et la mise au point d'un programme est une opération longue et coûteuse dépassant, en général, les possibilités d'une seule entreprise. Le retard accumulé dans ce domaine par notre pays sera, bien entendu, assez long à combler.

Quelle place peut-on, dans ces conditions, assigner à une méthode télévisuelle et quelles en sont les limites ? La télévision permet avant tout une action simultanée et à distance. Elle réalise un contact indirect entre le « professeur » et des « élèves inconnus ». Elle apporte une chaleur dans la communication chaleur qui bien souvent déclenche une adhésion ou une conviction profonde.

De ce point de vue, la télévision a une action indéniable de sensibilisation, en ouvrant certains domaines réservés par leur aspect nouveau ou abstrait. Cette chute de cloisons souvent difficile à obtenir par d'autres méthodes, constitue un premier pas important dans une recherche de la connaissance. C'est un encouragement, d'autant plus méritoire que son objectif n'est pas l'obtention d'un diplôme nouveau.

La télévision a aussi une valeur démonstrative car elle met chaque téléspectateur dans la situation privilégiées des élèves placés au « premier rang ». Elle permet, grâce à une présentation physique et concrète de phénomènes, une simplification et un gain de temps important dans la compréhension. Mais la forme d'expression à laquelle la télévision est parvenue est loin d'être au point. Les recherches en cours montrent que la valeur de conviction en dépend étroitement. Il est aussi nécessaire d'utiliser des méthodes de contrôle déterminant le degré d'efficacité de cette culture *librement acceptée*. La permanence du dialogue avec les intéressés doit permettre un tel contrôle tout en amenant l'expression télévisuelle au degré de maturité souhaitable. L'O.R.T.F., en lançant cette expérience auprès d'un des secteurs les plus actifs du monde du travail, aura peut-être aidé à la mise au point de solutions nouvelles pour une certaine forme d'éducation permanente.

(2) Les revues sont les suivantes :
— Semiconducteurs : « Votre Carrière Radio-TV ». Chiron Editeur.
— Télévision en couleur : « Télévision ». Editions Radio.

L'apport des films dans l'enseignement de l'électronique

P. PACI

La Radiotechnique-Coprim-RTC

Le principe de l'utilisation du cinéma à des fins scolaires n'est pas nouveau. Le film se présente en effet comme un moyen facile d'exploration de l'espace et du temps qui suggère immédiatement des applications.

La plus naturelle de celles-ci semble être d'illustrer le cours de géographie. Le film remédie à l'impossibilité où se trouve la classe de parcourir les pays qui sont les sujets du cours. Le cinéma reconstitue le cadre et l'anime. Bien conçu, il dégagera l'essentiel sous une forme profitable.

Appliqué à la physique, il peut, par l'utilisation du gros plan, faire apparaître des détails invisibles autrement. Dans cette même matière, par une simple accélération de la prise de vue, le cinéma dilate le temps et nous montre à volonté des phénomènes fugitifs. Inversement, il permet de comprimer le temps et de voir ainsi la croissance d'une plante ou tout autre processus à évolution lente.

Le découpage et le montage, habilement combinés, peuvent mettre en évidence les relations de cause à effet entre des événements apparemment indépendants.

Ces qualités spécifiques font du film un outil pédagogique indispensable. Présente-t-il le même intérêt pour l'enseignement des matières techniques, et, en particulier, de l'Electronique ?

Il est clair que tous les avantages du film, que nous venons de citer, peuvent être exploités par l'enseignement de l'électronique. Il existe aujourd'hui une grande variété de films sur les procédés de fabrication en usine des composants, des dispositifs électroniques ou sur les méthodes de recherche en laboratoire. Le plus souvent, l'étudiant y percevra mieux l'essentiel du problème qu'il n'aurait pu le faire en effectuant une visite.

Le film peut compléter les connaissances professionnelles de l'élève en présentant l'évolution historique d'une idée ou d'un concept propre à l'électronique, par exemple la microminiaturisation ou la fiabilité. En fait, les sujets sont pratiquement illimités.

Des films de ce type constituent d'utiles compléments pour le cours car ils introduisent les échelles, l'aspect du réel et confrontent l'étudiant avec les problèmes humains. Ce sont des films d'information, d'illustration. Ils conservent un aspect attractif, d'exception. Dans certains cas, ils peuvent même devenir des documentaires grand-public.

Leur apport reste complémentaire au cours d'électronique lui-même.

La recherche d'une utilisation plus approfondie des moyens audiovisuels, qui s'est manifestée depuis quelques années, a donné naissance à un type de film complètement différent. Le but recherché n'est plus l'illustration, mais l'aide directe au professeur dans certains passages difficiles.

Cet objectif suppose, bien entendu, qu'il doit être possible de conserver une unité de ton entre l'exposé et le film. C'est toujours un problème délicat, mais d'une manière générale, cette possibilité existe si le film respecte un certain nombre de critères.

En premier lieu, le film doit être sobre. Il faut faire disparaître de son contenu tout ce qui n'est pas directement utile à l'enseignement et peut parfois nuire à la concentration des esprits : personnages, conférencier montrant un circuit, etc. Il ne subsiste plus que le dessin animé et éventuellement quelques photographies de réalisations concrètes. Toutes les ressources de la technique cinématographique sont asservies à cet objectif : la compréhension du sujet.

A cause même de la rapidité du déroulement des informations et de la complexité des questions traitées, le commentaire se doit d'être concis, sans emphase, et bien synchronisé à l'image. La sonorisation soulignera l'accélération, le choc, la vibration, la force, l'apparition, la disparition, etc. En revanche, elle ne doit pas mettre l'accent sur des mouvements, secondaires du point de vue de la compréhension, tels que le décentrage de l'image, le travelling, le déplacement d'un point traçant un circuit, etc.

Les critères de qualité du film ne correspondent plus à ceux de l'art cinématographique. Ils seront même opposés parfois. L'aspect artistique s'efface devant l'efficacité pédagogique. Très souvent cependant, il est possible de concilier les deux. C'est ainsi que l'emploi de la couleur qui n'est pas toujours impératif, est souhaitable, car la présentation esthétique contribue à donner un aspect attractif favorable sur le plan psychologique, en particulier pour la réceptivité.

Enfin le film doit être court et, dans tous les cas, inférieur à vingt minutes. Au delà de cette durée, on ne peut espérer une attention soutenue des spectateurs. Le contenu du film sera donc strictement limité à un sujet, parfois même à une séquence. Dans ce dernier cas, les films qui feront suite devront s'enchaîner rigoureusement. Il est compréhensible que le caractère d'un tel film dépendra du sujet traité.

On peut diviser sommairement l'électronique en trois grandes catégories : les composants, les circuits de base, les systèmes. Examinons quel peut être l'apport du film dans chacune de ces divisions.

Dans le domaine des composants il existe un grand nombre de films, mais pratiquement aucun n'est un film d'enseignement sur les composants passifs.

WRH

En fait, leur principe de fonctionnement ne présente pas tellement de difficultés : qu'un condensateur soit à la céramique ou qu'il soit électrolytique, son comportement de principe reste celui d'une capacité. Certains éléments nouveaux tels que thermistances, varistances sont un peu plus complexes sans être réellement difficiles.

Les films intéressants sur ces sujets restent des films d'informations technologiques complémentaires dont nous avons déjà parlés.

Les composants actifs, beaucoup plus complexes, justifient mieux la création de films. En réalité, si on fait le bilan de ce qui existe, on constate que seuls les semiconducteurs et quelques tubes spéciaux font l'objet de films. La raison en est que l'apparition des films de formation a coïncidé avec celle des semiconducteurs. Eléments nouveaux, complexes, et promis à une grande diffusion, ils apparaissaient comme le sujet-type des films de formation.

Par extension, les films se sont également attachés à expliquer le fonctionnement d'éléments plus anciens mais complexes, tels que les tubes spéciaux. Le tube électronique normal, bien connu, ne semblait pas nécessiter l'urgence d'un moyen audiovisuel comme le film animé.

L'explication du fonctionnement des semiconducteurs, par contre, fait appel à des notions nouvelles. Elle oblige à considérer des phénomènes physiques à l'échelle atomique des particules en mouvement, individuellement ou en masse, soumises à des forces évoluant suivant la position, la température, etc. Les possibilités du cinéma permettent de donner une représentation physique convenable de ces phénomènes dynamiques.

Le passage de l'échelle normale à l'échelle atomique par exemple, peut se faire par l'impression pour le spectateur d'une pénétration continue à l'intérieur de la matière en utilisant le procédé dit travelling. Le mouvement des particules apparaît peu à peu et il n'y a pas discontinuité entre les deux aspects de la matière.

Une notion aussi abstraite qu'un « trou mobile » est avantageusement expliquée par le dessin animé qui montre en détail et au ralenti l'électron passant d'une liaison à l'autre, et le trou qui semble se déplacer lui-même en sens inverse dès que le mouvement s'accélère.

La diffusion des trous dans la base d'un transistor PNP est un mouvement de masse qui se prête à l'animation. Cependant, la représentation d'un grand nombre de particules animées de mouvements omnidirectionnels donne une image confuse, sans profit pour le spectateur. Deux trucages permettent de présenter l'essentiel tout en simulant la réalité. Le premier consiste à faire vibrer les particules en tous sens, ce qui évoque la diffusion omnidirectionnelle, en même temps qu'un mouvement d'ensemble vers la jonction collecteur-base montre le point important, c'est-à-dire la probabilité que la grande majorité des trous atteigne cette jonction.

Un deuxième procédé consiste à représenter effectivement une diffusion omnidirectionnelle d'apparence confuse, et à « mettre en lumière » à tour de rôle, par une variation de teinte, l'une des particules se déplaçant dans chacune des quatre directions principales. Le commentaire explique le sort réservé à ces diverses particules.

Dans une autre séquence, les forces qui s'exercent sur un électron libre se déplaçant à l'intérieur d'une jonction sont représentées par des flèches que se fondent en une résultante dont l'amplitude varie suivant les positions successives de l'électron. L'image animée permet de considérer, en quelques instants, une multitude de cas évoluant rapidement sans que le commentaire ait besoin d'être volumineux.

Ce sont des exemples où le film prolonge efficacement les possibilités du professeur et lui permet de gagner du temps.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, certains tubes et éléments spéciaux font l'objet de films car leurs fonctionnements sont particuliers et presque toujours complexes. En outre, ce sont des sujets bien délimités, auxquels les programmes scolaires ne peuvent consacrer qu'un temps restreint.

Toutes ces raisons concourent à rechercher l'appui de moyens audiovisuels, et plus spécialement du film, si les sujets se prêtent bien à la représentation en dessin animé. C'est le cas du tube-image de télévision, du klystron, du magnétron et d'autres encore. On peut facilement imaginer l'avantage de l'animation pour représenter le comportement du faisceau électronique et le processus de création d'une image dans un tube de télévision.

L'association des composants actifs à d'autres éléments constitue le circuit de base, la fonction. La représentation symbolique de ce circuit se fait suivant un schéma théorique auquel on est toujours contraint de se reporter lorsqu'on veut en expliquer le fonctionnement. Cette explication ne saurait être mieux justifiée et renforcée que par la réalisation pratique du circuit, la mesure des valeurs, et surtout la visualisation des phénomènes sur l'écran d'un oscilloscope.

Dès lors, on peut se demander si le film présente un quelconque intérêt dans ce domaine, le phénomène, par lui-même, restant plus convaincant que sa représentation cinématographique.

Le film ne doit pas entrer en compétition avec la réalisation concrète. Dans certains cas, celle-ci peut exiger trop de temps ou être simplement impossible. Le film peut alors remédier partiellement à cette défaillance. Ce sont des cas d'espèce. D'une manière générale, dans l'étude des fonctions de base, le film ne se justifie pas.

Pourtant, dans certains circuits à semiconducteurs, il s'est avéré indispensable de mettre en évidence une relation physique-circuit. En particulier, l'utilisation de diodes et transistors en commutation fait apparaître des formes de tensions et courants qui peuvent sembler surprenantes si l'on néglige de considérer le comportement physique intime du semiconducteur. Cette relation entre le phénomène de circuit et sa cause physique, le film l'établit facilement par la juxtaposition ou l'alternance de deux images.

WRH

Ce type de circuit reste particulier, mais c'est celui que rencontreront le plus souvent les élèves d'aujourd'hui. C'est pourquoi l'emploi des films d'enseignement appliqués à ce circuit présente de l'importance.

Lorsque l'on aborde le domaine des systèmes électroniques, la ligne de démarcation entre le film d'information et le film de formation n'est plus aussi nette. Prenons le cas du système de télévision en couleurs. On peut le diviser en deux parties :

— La transformation d'une image colorée en signaux électriques et inversement la reconstitution de l'image.

— Le procédé de transmission de ces signaux électriques.

Cette dernière partie est très abstraite, mathématique même, et elle se concrétise uniquement par des circuits. Elle n'est donc pas adaptée aux contingences du film d'enseignement qui ne convient guère pour en faire l'étude détaillée.

Par contre, le cinéma en couleur est un moyen particulièrement efficace pour exposer les problèmes de colorimétrie, le principe du tube-image, et plus spécialement la reconstitution de n'importe quelle teinte à partir de trois couleurs primaires. Cette partie peut faire l'objet d'un film d'enseignement.

La télévision en couleur fait appel à des notions d'optique, de physiologie, d'électronique, de chimie même. Avant d'en entreprendre l'étude détaillée, il est nécessaire de présenter l'ensemble du problème. Le cinéma peut le faire mieux que tout autre moyen. Un film de ce genre ne répond pas aux critères d'un film de formation, mais ce n'est pas non plus un simple film d'information car il est indispensable.

Dans cette présentation générale d'un système, le film constitue un apport didactique appréciable.

Il faut reconnaître que le cinéma présente un certain nombre d'inconvénients qui sont inhérents au système de projection ou au film lui-même.

Parmi ceux-ci, le plus critiqué est le fait que le contenu du film est imposé au professeur. On lui reproche aussi, parfois, de donner des informations trop rapides et fugitives. Pour répondre à ces remarques, le film doit rester sobre et concis, et être assorti éventuellement d'un livret ou mieux de vues fixes commentées. Le film devient alors la synthèse dynamique de ce qui a été étudié.

Quant au projecteur de cinéma, il présente trois défauts principaux :

— il nécessite l'obscurité,
— la mise en œuvre est souvent jugée difficile,
— il n'a pas, en général, d'arrêt sur l'image.

Ces défauts n'existent plus dans le projecteur plein-jour utilisant des films en boucle sous cassette. Ces appareils existent dans les formats 8 mm, super-8, et 16 mm. Malheureusement les prix dans ce dernier format sont relativement élevés ; or la majeure partie des films existant actuellement sont en 16 mm. D'autre part, il faut noter que la durée d'une boucle ne dépasse guère quelques minutes. Ce peut être d'ailleurs considéré comme un avantage quand on veut faire repasser la séquence plusieurs fois. La mise en place d'un chargeur est, par contre, extrêmement simple. En outre, tous les types de projecteurs plein-jour ont l'arrêt sur l'image.

Quelle évolution peut-on prévoir dans l'utilisation du film scolaire ?

Le cinéma possède des qualités propres qui en font l'un des meilleurs moyens audiovisuels. Le film, en tant que support, offre l'avantage de contenir beaucoup d'informations sous un faible volume. D'autre part, sa fabrication est bien au point. C'est donc un système d'avenir. Le format futur reste encore incertain : sera-t-il en 8 mm, super 8, 16 mm ou même 9,5 ? Une normalisation semble nécessaire pour permettre un emploi généralisé.

Cette normalisation devra s'étendre, d'ailleurs, au système de chargeurs. La durée actuelle d'un film en boucle est, en général, inférieure à cinq minutes. Ceci est très intéressant pour l'illustration instantanée d'un concept, en cours d'exposé.

On trouve déjà quelques systèmes de projections plein-jour capables de passer des films longs d'une trentaine de minutes. On peut espérer que la plupart des appareils auront cette possibilité dans quelques années.

La télévision est un autre moyen de visionner un film au grand jour. Le transfert des informations de la pellicule à l'écran peut se faire en circuit fermé, par l'intermédiaire d'une caméra, ou encore en passant par le magnétoscope. Dans ce dernier cas, le professeur a la faculté de découper le film et même d'insérer des vues personnelles. L'utilisation devient très souple. Elle sous-entend, bien sûr, que l'école possède un matériel de télévision considérable, ce qui est encore assez rare.

D'autre part, l'exploitation de la couleur n'est guère envisageable avant quelques années dans les circuits intégrés de télévision.

Par contre, en passant par le canal des émissions scolaires, la diffusion des films en couleur est dès maintenant possible. Bien entendu, ce moyen présente des restrictions biens connues : impossibilité de choisir le film — horaire imposé — première vision pour le professeur en même temps que pour les élèves. Le remède se résume à un plus grand nombre d'émissions, la publication de livrets et peut-être une émission en avant-première strictement à l'intention des professeurs.

Nul doute que l'usage du film scolaire ira en se généralisant. Il reste peut-être à définir une méthode d'emploi des films dans le cadre du cours, en interconnexion avec d'autres moyens.

Il faut admettre que le film sera toujours quelque peu contraignant pour le professeur qui veut l'incorporer dans son exposé. Ce manque de totale indépendance est propre, d'ailleurs, à tous les systèmes audiovisuels dont personne pourtant ne conteste plus l'utilité. C'est l'inconvénient général de la machine, mais elle nous offre la possibilité d'aller plus vite et plus loin.

Il est naturel que l'Electronique, qui participe tant au développement de ces moyens d'enseignement, soit une des disciplines qui puisse en bénéficier avec quelque priorité.

ÉLECTRONIQUE ET MICROMÉCANIQUE

Pour un dialogue mécaniciens-électroniciens

P. MESNAGE

Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de Besançon

1. Dialogue entre qui ? Entre ingénieurs en micromécanique et ingénieurs en électronique. Dialogue pour quoi faire ? Pour créer mieux et davantage.

Sans avoir la vanité d'imaginer qu'on nous aura attendus pour instituer échanges et collaboration, espérons qu'en y pensant davantage, en prenant davantage conscience des apports mutuels et de la façon de les enrichir, en se comprenant plus profondément, on aboutira à des solutions plus complètes, plus fiables, plus élégantes, mieux conformes à la nature des choses, des problèmes du double domaine micromécanique-électronique. Mais que sont ces problèmes ? Essentiellement, les questions posées par la création, l'écoulement, la transformation et la mise en œuvre de *l'information* élaborée à base de données physiques en vue de l'action, ou si l'on veut tout résumer en un mot, les problèmes cybernétiques.

Que l'on veuille bien excuser le ton sentencieux et par endroits sybillin de cette introduction qui veut essayer de présenter les thèmes majeurs en formules ramassées qu'il s'agit maintenant d'expliquer.

2. Question préalable : pourquoi « micromécanique » et pas tout simplement mécanique ? Et qu'est-ce que la petitesse vient faire ici ? Dans un essai récemment paru au « Annales françaises de Chronométrie » (1), j'ai essayé de préciser les contours de la micromécanique comme domaine particulier des sciences de l'ingénieur. S'il ne s'agissait que de l'art de fabriquer des petites pièces, il n'y aurait besoin ni d'un mot nouveau, ni d'ingénieurs spécialisés ; il suffirait de parler des particularités techniques de la petite mécanique. De même que la distinction encore répandue naguère entre électrotechnique « des courants forts » et « des courants faibles » est en réalité tout autre chose qu'une simple différence d'échelle des ampérages, la micromécanique n'est pas seulement l'art de dessiner, de réaliser et d'assembler les petites pièces.

Pour bien s'en expliquer, il convient de remonter assez loin. A condition d'en user avec prudence, il est permis de se servir de comparaisons biologiques : de même que tout animal possède à la fois des fonctions motrices et préhensives d'une part, sensorielles et nerveuses de l'autre ; de même tout système qui, en vue d'une fin déterminée, prolonge et amplifie les sens et les muscles de l'opérateur humain, toute « machine » donc, possède à la fois un *aspect énergétique* pour lequel la grandeur dominante est la puissance et un *aspect cybernétique* pour lequel c'est l'information. Produire la puissance est l'affaire de la mécanique et de l'électrotechnique qu'on ne saurait qualifier autrement que « de puissance », centrées sur la notion de rendement. Les conceptions et les impératifs généraux y sont constants quelle que soit la puissance produite mais s'expriment à travers des technologies diverses.

Quant à l'information, elle se présente sous mille formes : elle peut résulter de données géométriques et de cotes lues sur un dessin, stockées dans une mémoire ou mesurées par toute espèce de palpeurs. Elle peut aussi être extraite des grandeurs physiques les plus variées : vitesses ou accélérations, forces, pressions, température, lumière, couleur, état magnétique ou électrique agissant chaque fois sur un capteur approprié. Les éléments mesurés peuvent être utilisés tels quels, mis en mémoire, comparés avec des mesures antérieures, avec des valeurs fixées à l'avance, servir à l'élaboration d'autres éléments suivant tout programme, modifier ces programmes. Cette élaboration peut être très simple ou conduire à des calculs considérables, cela ne fait que des différences de degré de complexité des problèmes non de leur nature. Celle-ci n'est pas davantage modifiée par le choix du type de grandeur physique chargée du transport de l'information entre le capteur d'entrée et l'organe de sortie. Les anciens horlogers accumulaient dans leurs automates leviers, détentes et jeux de cames ; les calculateurs de tir des années autour de 1930 traduisaient tous les éléments en rotations d'arbres et ajoutaient les rotations par des combinaisons de différentiels ; les systèmes pneumatiques ou hydrauliques font jouer un rôle déterminant au débit d'un fluide. Aucun de ces agents de transport de l'information ne peut être considéré comme entièrement périmé et tous conservent un rôle important dans la conduite des organes d'exécution et plus spécialement peut-être dans la commande des machines-outils. Mais la grandeur de choix comme véhicule de l'information est assurément la tension électrique (ou le courant, l'une des

(1) « Qu'est-ce que la micromécanique », Annales françaises de Chronométrie, 3e trimestre 1964.

deux grandeurs prenant la place et le rôle de l'autre dans des circuits duaux) parce qu'il est facile et avantageux de transformer toute autre grandeur en tension électrique par un transducteur et que la tension est de loin la plus commode à transporter, ajouter, intégrer ou différencier, transformer, amplifier à travers des circuits convenables. S'il fallait proposer une définition de l'électronique (mais ce n'est pas l'objet du présent essai), on pourrait avancer celle-ci : l'art de manipuler la tension électrique comme porteuse d'information. Toutefois, aussi longtemps que l'information est confiée à une grandeur d'une autre nature dont on peut multiplier les exemples depuis l'accélération jusqu'à la visée optique, qu'il s'agisse de *l'entrée* du système cybernétique ou de sa *sortie* où l'information est devenue ordre d'exécution, on n'est plus dans le domaine de l'électronique mais dans celui de la micromécanique.

3. Quel que soit le phénomène physique mis en jeu, l'information est toujours accompagnée ou mieux, supportée par de l'énergie. Toutefois il n'y a pas de rapport entre le débit d'information et la puissance transportée et une tendance bien évidente est de réduire cette dernière le plus possible. Comme on le sait, on est limité dans cette voie par l'existence du bruit et la nécessité de maintenir une valeur élevée au rapport signal/bruit.

Le bruit existe aussi en mécanique : il s'appelle dispersion des cotes, irrégularité des règles graduées, imperfections des surfaces, fluctuations du frottement, jeu des mobiles, pour ne rien dire du « véritable » bruit thermique qui est susceptible de se manifester dans les mobiles les plus petits et les plus délicats (exemple : cadre de galvanomètre). Il limite lui aussi le minimum de puissance et d'encombrement que l'on peut exiger d'un mécanisme. A cet égard une petite montre représente un remarquable succès mais qui n'est pas celui que l'on croit généralement : on admire la précision de ses minuscules pièces, ce qui est justifié si l'on pense aux écarts absolus des dimensions par rapport aux cotes nominales. Mais les erreurs relatives sont considérables, et ce qui est digne d'admiration, c'est la bonne marche de l'ensemble et la sécurité de ses fonctions avec une extraordinaire imprécision d'assemblage. C'est un appareil qui marche bien malgré un « rapport signal/bruit » étonnamment bas, et grâce à un système de « filtrage » d'une remarquable efficacité pour commander la « sortie », c'est-à-dire la rotation des aiguilles sur le cadran.

La course à la réduction du « bruit » sous toutes ses formes et corrélativement à la réduction de la puissance de l'inertie et des dimensions, bref la *miniaturisation* avec ses divers superlatifs, est donc une évolution conforme à la nature des choses, renforcée d'ailleurs par des considérations économiques, stratégiques, voire esthétiques. Sans en méconnaître l'importance, on peut tout de même dire que cette tendance est un *phénomène second* et non une *condition primitive* imposée pour la manipulation judicieuse de l'information. Il est du reste facile de trouver des contre-exemples. Les miroirs de télescope et les ouvertures des objectifs photographiques font-ils autre chose que grandir ?

Positionner un objet, c'est-à-dire réaliser une valeur imposée d'une coordonnée est affaire d'information donc de « micromécanique » au sens que nous venons de définir, et il est raisonnable, quoiqu'en apparence paradoxal, de maintenir ce point de vue même si l'objet en question est très volumineux ou très lourd comme une aiguille d'horloge monumentale, un pont roulant, une tourelle ou un télescope.

La technologie, bien entendu, est différente dans chaque cas, car elle dépend beaucoup plus du volume et de l'inertie des pièces que de leur fonction tandis que les principes directeurs sont les mêmes pour une fonction donnée indépendamment de l'encombrement et de la masse des pièces.

4. Il serait très regrettable que le présent exposé donnât l'impression que l'auteur a cherché à minimiser le rôle de l'électronique « au profit » de la mécanique. En fait, ce serait plutôt à l'excès opposé que l'on aurait affaire couramment comme le montre l'expression « traitement de l'information » pour désigner des opérations relevant du calcul électronique. C'est, nous semble-t-il, seulement lorsque l'information a été codée sous forme de tensions électriques (que ce soit sous forme numérique ou analogique) que son traitement relève de l'électronique proprement dite. On peut être tenté de ne voir là qu'une clause de style et de penser que tôt ou tard l'information est destinée à être en totalité traitée de la sorte, autrement dit que les manipulations électroniques sont destinées à éliminer toutes les autres. Il faut certes être tout à fait conscient du progrès irréversible apporté par la substitution aux dispositifs mécaniques volumineux et de grande inertie de circuits électroniques, réalisables aussi petits et aussi rapides qu'on peut le désirer — et d'ailleurs toujours perfectibles dans ce sens —, progrès visible par exemple dans le passage des enclanchements mécaniques aux circuits à relais, de ceux-ci aux circuits logiques à composants distincts et de ces derniers aux circuits solides intégrés. Il en est certainement ainsi du traitement « intermédiaire » de l'information dans tout système cybernétique. Mais, comme son nom l'indique, un tel système est destiné à conduire quelque chose en fonction de données, autrement dit, il est en rapport avec le monde extérieur à ses deux extrémités : les *organes d'entrée* introduisant l'information et les *organes de sortie* qui présentent un résultat ou élaborent l'ordre d'exécution pour la machine de puissance. « En rapport avec le monde extérieur », cela veut dire mécanique, comme un microphone, un capteur piézoélectrique ou comme un traceur de courbe, une imprimante ou une électrovanne, pour ne rien dire des synchromachines ou des moteurs de positionnement. Un système « *purement* » électronique est donc une illusion ; la nature des choses veut qu'il *soit mécanique au moins* aux deux bouts de la chaîne.

5. Un autre ordre de considération n'est pas moins important. Quand on pense aux appareils électroniques, on accorde souvent trop d'importance à leur schéma aux dépens de leur réalisation matérielle. Assurément, ils doivent d'abord leurs perfor-

mances à l'excellence de leur principe et aux raffinements de leurs circuits, mais si la construction dans ses détails les plus terre-à-terre n'a pas reçu les soins convenables, les dispositions les plus ingénieuses échouent lamentablement et sans appel. Blindages, interrupteurs, potentiomètres, contacteurs, connecteurs, bornes et éléments de liaison, autant de facteurs du bon ou du mauvais fonctionnement, sur le même pied que la qualité, la précision, la stabilité des éléments fonctionnels passifs — résistances, inducteurs et capacités — ou actifs — cristaux et tubes —. Dans la construction française que nous connaissons mieux, combien avons-nous vu d'appareils de conception remarquable qui n'ont donné que des déboires au constructeur et à l'utilisateur à cause de résistances instables ou de nids de mauvais contacts incurables ? (1). Certainement sous-estimés dans un passé récent, les problèmes de disposition matérielle et d'équipement mécanique des appareils électroniques reçoivent de plus en plus l'attention qu'ils méritent ; on a cessé de les regarder comme secondaires et de les croire faciles. Des progrès importants restent incontestablement à faire et le resteront à l'avenir : il y a loin du savant agencement de l'appareil électronique d'aujourd'hui au sommaire « châssis » des appareils d'avant guerre ; mais il y a sans doute encore plus de distance entre les dispositifs actuels et ceux qui seront nécessaires demain à des appareils plus ramassés, plus polyvalents et de performances plus élevées. Dès à présent et moins que jamais à l'avenir, cette partie mécanique ne peut être considérée comme auxiliaire et confiée à des techniciens de second rang : elle doit résulter d'un travail en commun de spécialistes rompus à toutes les subtilités de la circuiterie d'une part et de la construction mécanique de l'autre afin de réaliser, au mieux de chaque cas, le difficile compromis entre la perfection et l'économie.

La fabrication des composants électroniques proprement dits ne nous retiendra pas, malgré son importance et sa complexité parce que les lecteurs de cette revue en sont déjà particulièrement avertis. Qu'il s'agisse de micromécanique par la taille des objets fabriqués est d'une évidence triviale : faut-il rappeler le développement des méthodes de photogravure pour les éléments de circuits à couches minces qui exigent le positionnement et le report des clichés au 1/10 de micron près ? Qu'il s'agisse de micromécanique au sens de mise en œuvre d'un flux d'information n'est pas moins certain en y réfléchissant un peu. La fabrication d'éléments aussi simples que des résistances avec un automatisme et/ou des tolérances serrées pose un problème bien plus complexe que celle des pièces d'horlogerie de même volume. Pour celles-ci en effet, il ne s'agissait que du contrôle de la géométrie ; pour celles-là, il faut lire non seulement des cotes géométriques mais au moins une grandeur électrique (par exemple une tension de déséquilibre d'un pont) et injecter le résultat de la mesure dans la commande des machines. Dès qu'on a affaire à un élément tant soit peu complexe, par exemple des condensateurs dont on voudra contrôler à la fois la capacité, la fuite, la tension de claquage et l'inductance, le problème s'amplifie considérablement. Pour les éléments actifs comme les transistors, il n'a pas encore reçu de solution, pour des raisons économiques et d'opportunité plus encore que de technique d'ailleurs.

6. Il n'est sans doute pas nécessaire de développer davantage ces questions pour reconnaître que l'électronicien et le micromécanicien sont essentiellement complémentaires. Il est également désirable qu'ils travaillent de concert pour conduire à bonne fin la mise au point d'un matériel sans point faible. Il y a bien quelques domaines où le mécanicien n'a besoin de personne, comme la montre sous sa forme encore la plus répandue. Ces exemples d'ailleurs ne sont pas nombreux. Ce ne sera bientôt même plus vrai de la montre qui évolue vers une part croissante d'électronique dans son organisation. Il n'y a plus, semble-t-il, d'exemple inverse ni d'appareil électronique valable aujourd'hui sans le support d'une mécanique parfaitement adaptée.

Cette collaboration idéale est à double sens : selon le cas, c'est le mécanicien ou l'électronicien qui sera maître d'œuvre, c'est-à-dire qui concevra l'idée et l'organisation générales du système. A chacun reviendra la charge de concevoir la partie de sa spécialité en vue de la fin commune et en fonction des servitudes imposées. L'électronicien apporte la souplesse de ses circuits, le mécanicien l'économie et la précision dans la géométrie et la cinématique ; ensemble il leur appartient de débattre le choix des organes terminaux.

On pourrait continuer longtemps de la sorte et analyser, dans cet esprit, un projet complet d'asservissement par exemple. Resterait à voir comment tout ceci est réalisable avec des ingénieurs réels, avec ce que chacun a pu apprendre au contact du concret et oublier depuis l'Ecole. Quelques conditions sont faciles à dégager : le désir de travailler ensemble, la conscience d'avoir besoin de l'autre, le renoncement à toute idée de préséance ou de classement des fonctions en nobles et viles, la possession d'un langage commun, un minimum de compétence et un maximum de modestie en ce qui concerne la spécialité qui n'est pas la sienne. Pour transformer ces conditions nécessaires en suffisantes, il faudrait y ajouter une bonne répartition de l'esprit créateur, la faculté de regarder chaque problème avec des yeux neufs et sans doute autre chose qui échappe à l'analyse et touche à la profondeur de la personnalité.

7. Une chose est toujours possible cependant : sans trop s'illusionner sur l'influence qu'aura sur le comportement des ingénieurs engagés dans la profession l'enseignement qu'ils auront reçu à l'Ecole, on doit diriger ce dernier de manière à préparer les collaborations nécessaires.

Les besoins en ingénieurs électroniciens sur le plan national ont été pris en considération. En est-il de même de la micromécanique ? Celle-ci est-elle reconnue comme une branche particulière des scien-

(1) Il n'est aucunement question ici de rechercher les responsabilités de cet état de choses qui ne sont pas simples et ne sauraient en aucun cas justifier des jugements sommaires.

ces de l'ingénieur ? Ou bien les vues exposées dans les « Annales françaises de Chronométrie » et ici même ne sont-elles que l'expression d'une opinion personnelle ? La réponse à cette dernière question est certainement positive ; ce point de vue n'a reçu aucune caution officielle et n'engage que la responsabilité de son auteur. Toutefois l'extension de l'ancien « Institut de Chronométrie » de la Faculté des Sciences de Besançon consacré initialement aux seuls cadres de l'industrie horlogère, sa transformation ultérieure en E N S I avec le vocable « Chronométrie et Micromécanique », le succès rencontré dans les domaines industriels n'ayant précisément en commun que les caractères attribués à la micromécanique dans l'essai rappelé ci-dessus ; tout cela apporte au moins une présomption sérieuse que nous sommes dans une bonne voie.

D'ailleurs les enseignements de l'Ecole de Besançon, aussi bien théoriques que pratiques, sont en constante évolution en mêlant la réflexion et l'empirisme, et cette Ecole est aussi une sorte de laboratoire pédagogique pour préciser et perfectionner la formation des ingénieurs micromécaniciens. Il serait plus juste de dire qu'elle *voudrait être* un tel laboratoire dans la mesure où les moyens et le personnel mis à sa disposition le permettent. D'autres Ecoles d'ingénieurs ont certainement, en totalité ou par certaines de leurs sections, une vocation semblable ou analogue, peut-être encore plus ou moins implicite : on souhaite qu'elles exposent aussi leur point de vue et leurs méthodes. Les confrontations ne peuvent qu'engendrer des progrès mutuels.

8. L'enseignement à Besançon est centré sur la mécanique. Du côté théorique : cinématique et dynamique des systèmes de solides, formulation hamiltonnienne, élasticité, mécanique non linéaire, les problèmes de stabilité, d'auto-oscillation, de synchronisation, enfin — last but not least — des notions élémentaires mais solidement fondées de mécanique quantique (1). Du côté pratique : construction, c'est-à-dire création des machines de précision, et de préférence de petit volume ; méthodes, impératifs et servitudes de la fabrication en série des petites pièces.

Cet enseignement de la mécanique dont les grandes lignes apparaissent assez clairement pose de nombreux problèmes de détail et d'application dont la discussion ne saurait trouver place ici.

Beaucoup plus obscur et difficile, même dans son orientation générale, est le problème posé par l'enseignement de l'électronique. Il est, comme d'habitude, beaucoup plus facile de voir ce qu'il faut éviter plutôt que ce que l'on doit faire. Eviter évidemment l'illusion qu'on pourra « faire » presque autant d'électronique que dans les instituts spécialisés à cet effet ; éviter l'autre illusion qu'on pourra remédier à l'impossibilité précédente en taillant quelques morceaux dans le programme général d'électronique pour en faire le programme convenant aux micromécaniciens. Une solution pourrait être de repenser le programme autour de la notion des principales fonctions en renonçant à l'étude détaillée des moyens mis en œuvre pour les réaliser. On verrait donc d'abord les fonctions à caractère essentiellement linéaire : *le transfert* avec les cas particuliers que sont l'amplification, le filtrage et les « corrections » de phase ainsi que l'analyse et la synthèse des impédances et des fonctions de transfert ; la *réaction* avec la théorie des systèmes bouclés. Viendraient ensuite les opérations qui, n'étant pas linéaires, sont linéarisables ; et corrélativement, la déviation par rapport à la linéarité des processus précédents, avec l'étude des distorsions et des altérations spectrales des signaux. On aura enfin les fonctions qui sont essentiellement non linéaires, *modulation* et *démodulation* avec l'échantillonnage comme cas particulier. La théorie des auto-oscillateurs et des bascules est déjà faite en mécanique avec celle de la synchronisation en termes assez généraux pour que la transposition soit des plus commodes. Comme chapeau de tout cet enseignement, de solides notions de la *théorie de l'information* s'imposent avec la *théorie du bruit* qui en est inséparable. Encore faut-il observer que la théorie de l'information doit être étudiée dans un esprit quelque peu différent de celui qui prévaudrait si on s'adressait à de futurs spécialistes des télécommunications. L'accent, en effet, sera mis davantage sur la quantité d'information que l'on peut mettre avec sécurité dans un signal, donc sur les codages et transcodages et moins sur les causes et les processus de dégradation de l'information au cours de la propagation.

Le programme ainsi exprimé doit apparaître terriblement abstrait, et il le serait en effet s'il n'était complété et rapproché de la réalité par un important choix de travaux pratiques. Ceux-ci ne prétendent pas apprendre aux intéressés à construire des circuits mais à se servir de l'appareillage électronique au mieux de ses performances et dans la perspective d'une adaptation mutuelle optimale. On devra donc disposer d'un abondant matériel, avec des représentants multiples de chaque catégorie : oscilloscopes, générateurs, ponts de mesure, etc. ayant des caractéristiques aussi variées que possible. Ceux qui auraient profité au mieux d'un tel enseignement ne seraient évidemment pas qualifiés pour élaborer et mettre au point des circuits sophistiqués, mais ils auraient une idée assez étendue des problèmes et des ressources de l'électronique appliquée à la transformation de l'information. Avec une vision très différente de celle des vrais électroniciens et sans prétention à les concurrencer, ils seraient aptes à dialoguer avec eux d'une façon fructueuse au sens et pour les buts définis ci-dessus.

9. La comparaison entre ce que l'on voudrait et ce qui est réalisé dans le présent ou a de bonnes

(1) L'utilisateur des semiconducteurs peut à la rigueur se satisfaire des descriptions semiqualitatives introduisant les représentations par les paramètres phénoménologiques et les circuits équivalents. Cependant, l'ingénieur se trouve dès à présent confronté avec les applications de phénomènes exigeant une description essentiellement quantique (masers et lasers par exemple) et cette situation s'accentuera considérablement à l'avenir. Ces phénomènes ne peuvent pas faire l'objet d'un enseignement d'Ecole — des effets appliqués dans dix ans ne sont pas encore ou sont à peine connus aujourd'hui — mais les idées de base de la mécanique quantique doivent être acquises à l'âge où l'esprit est souple et la curiosité non émoussée. Elles feront ensuite partie du patrimoine intellectuel essentiel de chacun.

chance de l'être dans un proche avenir est généralement assez déprimante. Et encore plus que pour tout autre aspect des problèmes d'enseignement, pour la formation des ingénieurs. Sans doute parce qu'on attend énormément d'eux et qu'on leur accorde une immense confiance, on exprime généralement à l'égard des écoles d'ingénieurs des désirs si variés et si contradictoires qu'une scolarité bornée dans le temps et limitée dans la densité ne saurait y satisfaire. Le survol qui vient d'être fait d'un « programme d'électronique » tombe évidemment sous le coup de ces remarques.

La scolarité de 3 ans succédant à un cycle préparatoire de 2 ans à partir du baccalauréat doit être acceptée comme une donnée (sans préjudice naturellement de quelques cas particuliers). Que peut-on donc faire à l'intérieur de ce cadre ? Beaucoup assurément si on disposait de deux atouts : la liberté d'abord d'articuler l'enseignement dans le temps et entre les disciplines en fonction des seuls résultats cherchés ; la richesse de l'encadrement ensuite qui permettrait en dehors des cours magistraux réduits à un petit nombre, de faire travailler les élèves en groupes restreints établissant le contact personnel avec l'instructeur.

Quelques grandes Ecoles, que chacun pourrait citer, ont réalisé à des degrés divers cet idéal. Celles qui sont vouées à une symbiose étroite avec les Facultés des Sciences doivent s'accomoder de leur organisation et adopter, pour une importante fraction de l'enseignement, le découpage et les programmes de leurs certificats. Parmi les *maîtrises* qui vont être mises en place, celle de *mécanique* et celle *d'électronique — électrotechnique — automatique* offrent un particulier intérêt pour les ingénieurs dont nous essayons de cerner le « profil », bien que le système souffre congénitalement de la rigidité des certificats et de l'uniformité des programmes. Un esprit expérimental qui paraît heureusement se dessiner pourra atténuer ces défauts et permettre une saine évolution.

10. En ce qui concerne les « micromécaniciens » de Besançon, on peut essayer de préciser l'état actuel à partir de quoi se fera l'évolution. La partie commune de la maîtrise de mécanique comporte (comme toutes les maîtrises) trois éléments : le premier (C_1) apporte le nécessaire outil mathématique ; le second (C_2) rassemble les bases physiques des machines thermiques et électriques, celles des phénomènes vibratoires et les fonctions essentielles de l'électronique (programme donné en annexe) ; le 3e élément (C_3) est consacré à la mécanique des milieux continus, dans laquelle l'accent pourra être mis sur les milieux élastiques ou sur les milieux fluides. Le quatrième élément du programme peut, comme on sait, être diversifié selon les spécialisations désirées et c'est sur lui que l'on compte pour donner aux ingénieurs en micromécanique les éléments nécessaires au « dialogue » électronique au sens que nous essayons de définir ici. Le programme proposé aux autorités supérieures (voir annexe II) concrétise les tendances indiquées ci-dessus en s'organisant autour de l'idée de *fonction de transmission* appliquée à la mise en œuvre de l'information avec les deux volets du diptyque : information à la disposition de l'opérateur : (communications et transducteurs) information réfléchie sur l'entrée du système (automatismes et asservissements).

En vue de faciliter et d'accélérer le progrès nécessaire n'est-il pas souhaitable que l'information circule en premier lieu entre les Ecoles et les Universités qui assument des responsabilités dans la préparation des nouvelles générations de physiciens, d'électroniciens et d'ingénieurs ? Le présent essai est une tentative dans ce sens : pour imparfait qu'il soit, il peut être utile s'il contribue à l'amorçage d'un tel échange. Dans ce cas, il conviendra de rendre grâces à l'initiative de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens qui est à l'origine de ce numéro de *L'Onde Electrique,* et le signataire de ces lignes exprime sa reconnaissance au Comité de Rédaction pour avoir accueilli cet article malgré son caractère, à beaucoup d'égards, marginal.

ANNEXE I

Programme officiel du certificat C_2 de la maîtrise de mécanique

Thermodynamique appliquée

Principes. Fonctions thermodynamiques. Machines thermiques.

Compléments de Mécanique

Principes et Théorèmes généraux de la dynamique des systèmes, équations de Lagrange.

Vibrations

Systèmes à un degré de liberté, oscillations libres et entretenues ; systèmes à plusieurs degrés de liberté, fréquences propres et vibrations forcées.

Acoustique

Propagation du son, ultrasons.

Electrotechnique

Circuits magnétiques, machines à courant continu et alternatif, transformateurs.

Electronique

Etude des circuits, alimentation, amplification, montages électroniques et leur application à la mesure.

ANNEXE II

Programme proposé pour un certificat C_4 de la maîtrise de mécanique à Besançon

TRANSMISSIONS ET AUTOMATISME

Théorie du bruit

Résistances — réseaux passifs — éléments électroniques actifs — facteur de bruit.

Eléments de théorie de l'information

Codage et transcodage — Débit de l'information : théorème de Shannon.

Théorie des impédances

Diverses formes de la notion d'impédance : dipôles et multidipôles. Systèmes électromécaniques : applications variées de l'impédance motionnelle.

Analyse et synthèse des réseaux

Analyse des circuits passifs. Principe de la synthèse : conditions de réalisabilité. Synthèse des réseaux RC et LC ; notions sur la synthèse des réseaux généraux ; éléments de synthèse des réseaux actifs.

Voies de transmission

Quadripôles : transmission sur images, filtrage. Chaînes de quadripôles : lignes — réflexions. Transformateurs : adaptation. Transmissions multiplex : systèmes à courants porteurs — systèmes de modulation en impulsions.

SYSTÈMES ASSERVIS

Equations fondamentales

Représentations graphiques — liaison avec la théorie des réseaux. Fonctions de transfert — stabilité.

Précision des systèmes asservis

Ordre d'un système lié à la nature des erreurs pour des valeurs imposées du signal d'entrée et/ou de ses dérivées. Relation approchée entre la bande passante et le temps de réponse. Circuits correcteurs.

Systèmes non linéaires

Méthode du plan des phases ; linéarisation par balayage. Système non linéaire filtré : effet des saturations et des jeux.

Principe du calcul analogique

Eléments opérationnels. Calculateurs à courant continu ou à courant porteur.

Détermination expérimentale des fonctions de transfert

Eléments de technologie des asservissements

Moteurs électriques et hydrauliques. Modulateurs, démodulateurs, comparateurs.

DEUXIÈME PARTIE

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DE L'ENSEIGNEMENT

GÉNÉRALITÉS

Réflexions sur les apports de l'Électronique à l'Enseignement

H. NOZIERES

Administrateur-Directeur Général de La Radiotechnique-Coprim R.T.C.

Chacun s'accorde à penser que l'évolution de la France, au cours des années qui viennent, sera très largement influencée par la façon dont notre Enseignement aura su répondre à une quadruple confrontation : l'accroissement en nombre de la population scolaire, l'élévation du niveau moyen de formation, un dégagement plus abondant et équitable des élites indispensables, l'adaptation des adultes à l'accélération du rythme d'évolution des connaissances, qu'il s'agisse de la formation professionnelle, du recyclage ou de la promotion sociale, compléments indispensables de la formation initiale de l'esprit et de l'intelligence.

Former en quantité et en qualité suffisante des hommes capables d'évoluer avec efficacité dans leur spécialité, capables de se défendre contre le vieillissement des connaissances, capables aussi de se prémunir contre les effets du déclin de l'aptitude à la recherche et à la création : voilà bien, sans doute, une des exigences les plus marquantes de notre époque, une des plus vivement ressenties également si l'on en juge au nombre des débats et colloques qui se tiennent autour de ce thème.

Il ne nous appartient pas d'aborder ici les problèmes de réforme des structures ou de renouvellement des méthodes pédagogiques : ceci est l'affaire des spécialistes de l'Enseignement, mais il apparaît hors de doute que l'ampleur de la tâche requiert, dès aujourd'hui, une véritable mobilisation des esprits, des énergies et des moyens. Aucun atout ne peut plus raisonnablement être négligé.

Que les Enseignants puissent compter, en particulier, sur l'aide de la Technique pour répondre à cet immense besoin de nourriture intellectuelle de tous ordres et de tous niveaux : c'est là que se situe notre propos.

* * *

Depuis longtemps déjà, l'industrie, avec sa diversification et sa complexité, ne permet plus à un individu d'opérer seul. Le partage de la tâche entre éléments d'un même groupe est devenu la règle, et l'équipe, la cellule de base. L'artisan, de son côté, pour autant qu'il soit producteur de biens, constitue une catégorie de travailleur en voie de disparition. Il ne paraît pas que l'Enseignement puisse échapper durablement à cet impératif de notre monde moderne.

Trop souvent en effet, l'enseignant est encore un homme seul, face à un groupe d'élèves dont le nombre est trop important et l'homogénéité insuffisante pour que le courant individuel s'établisse efficacement.

D'une classe à l'autre, le schéma est le même, mais assorti de variantes, car, au manque d'homogénéité dans la réceptivité des élèves, vient s'ajouter la variation dans l'aptitude pédagogique du professeur, dans sa possession de l'art d'enseigner.

Le résultat en est une perte d'efficacité. Combien d'enfants normalement intelligents cheminent ainsi difficilement jusqu'à l'âge de l'orientation imposée ou de l'élimination définitive. Que de forces perdues, d'amertume en puissance.

La responsabilité n'incombe pas, le plus souvent, à l'enseignant ; elle est le fait de la « loi du nombre ». Que peut faire en effet cet homme seul, sinon livrer son cours dans un quasi-anonymat, sauf au profit du petit groupe qui manifeste la volonté d'accrocher avec le maître.

A la recherche d'un meilleur équilibre et parmi sans doute beaucoup d'autres solutions, il vient à l'esprit de poser le problème en termes logiques : dans une discipline et pour un niveau de classe déterminé, on a N élèves à former, de niveau hétérogène, et n enseignants, de valeur inégale.

Pour que le rapport N/n soit à l'échelle d'un courant humain efficace, on souhaiterait, bien sûr, pouvoir faire varier N ou n pour arriver au résultat recherché. Hélas ! les variations se font le plus souvent dans un sens qui aggrave la situation.

Une solution pourrait consister alors à satisfaire simultanément l'ensemble des conditions suivantes :

On répartirait les N élèves en n groupes de réceptivité la plus homogène possible (une telle classification peut s'opérer au moyen de tests, à défaut par approximations successives).

Les n maîtres auraient à exercer leur enseignement en équipe, et c'est là sans doute que résiderait la novation et la difficulté : l'un d'entre eux, celui dont les qualités pédagogiques auraient été reconnues les meilleures, exercerait le rôle de professeur-pilote, tandis que les autres feraient fonction de maîtres-assistants.

Chaque maître-assistant aurait un petit groupe d'élèves devant lesquels il pourrait commenter et illustrer le cours magistral enseigné par le professeur-pilote.

Cela postule l'accord le plus étroit entre le professeur-pilote et ses maîtres-assistants, lesquels devraient pouvoir, par la suite, accéder éventuellement au pilotage.

Le lien matériel entre le professeur-pilote et les classes pilotées serait assuré par une installation de télévision fonctionnant, par exemple, en circuit fermé si l'opération se tenait dans le cadre d'un établissement déterminé, ou en point-à-point s'il s'agissait de relier des établissements distants.

On mesure le gain qui pourrait résulter de telles opérations, qu'elles aient lieu dans le cadre d'un enseignement s'adressant à des enfants, à des adolescents ou à des adultes : on pourrait tout à la fois offrir à tous les élèves le meilleur professeur et les rapprocher de maîtres dont le recrutement serait facilité.

Des expériences concluantes ont déjà été menées, notamment par les soins de l'Institut Pédagogique National ; il n'est sans doute pas de problèmes d'ordre psychologique ou technique qui ne trouvent leur solution, à condition d'être bien posés.

***

On pourrait démontrer tout aussi bien l'utilité qui s'attache à la diffusion de cours et d'exercices sur un réseau national pour répondre à des besoins généralisés, l'intérêt de faire appel à des émetteurs locaux dans les universités pour diffuser un enseignement correspondant aux spécialisations régionales, l'efficacité du circuit fermé utilisé de façon didactique pour relier en direct telle faculté de médecine aux centres hospitaliers voisins, etc.

La gamme est infinie des applications de la télévision à l'enseignement, susceptibles tantôt d'élargir les moyens de communications entre le professeur et l'élève, tantôt d'enrichir les activités pédagogiques traditionnelles en apportant documents, démonstrations, contacts avec une réalité qui, autrement, resterait inaccessible.

Et encore notre propos ne peut-il être de passer ici en revue les mille dispositifs, instruments de présentation, de reproduction, de répétition, qui constituent le support de l'enseignement enregistré et restitué, de l'enseignement personnalisé, de l'enseignement programmé, et qui vont de la diapositive au calculateur électronique en passant par le laboratoire de langues et le magnétoscope.

Certes, il n'en faut pas moins se garder de croire aux « miracles ». Il n'existe pas de technique d'enseignement qui puisse dispenser de la volonté d'apprendre ni de l'effort individuel ; rien ne peut remplacer le contact entre maître et disciple, ni le rayonnement humain en matière de formation.

En outre, les apports de 'Electronique à l'Enseignement ne s'adressent pas également à toutes les disciplines ni à toutes les catégories d'auditoire. La condition du succès réside dans la manière de les utiliser et dans la connaissance des limites de leur emploi.

Ainsi la diffusion d'émissions éducatives sur l'ensemble d'un réseau national de télévision, en permettant d'atteindre un très vaste auditoire, paraît-elle répondre plus particulièrement aux besoins d'un enseignement de masse destiné aux adultes : émissions de culture générale ou de promotion sociale, cours de perfectionnement, de recyclage, dispensés notamment en dehors des heures de travail sur une chaîne à vocation spécialisée dont tous les programmes seraient imprégnés de sens pédagogique.

L'enseignement mécanisé, pour sa part, vise plutôt à l'éducation des réflexes. La simulation par des voies électroniques a fait ses preuves pour la formation d'opérateurs de toute nature, de pilotes d'engins, etc. Elle pourrait être utilement applicable à l'acquisition de mécanismes chez les écoliers.

Plus encore peut-être qu'aux techniques, c'est donc à l'étude des méthodes qu'il convient de s'attacher. Qu'il nous soit permis de rappeler ici quelques-uns des objectifs qui devraient, semble-t-il, guider le choix des responsables :

Parallèlement à la diffusion d'un enseignement de masse, à l'effort de promotion générale qu'impose notre civilisation technique, il importe de tout mettre en œuvre pour dégager et préparer convenablement, en dehors de toute implication de « numerus clausus », une élite définie par la valeur et le mérite.

Découvrir, orienter, former les hommes de demain : nous sommes au cœur du problème.

De la manière la plus générale, il faut sans doute souhaiter que les méthodes retenues recherchent plutôt la qualité que l'étendue des connaissances, qu'elles préparent aux démarches de la pensée, à l'analyse et à la synthèse, que, modelant l'intelligence et enrichissant l'esprit, elles amènent progressivement les adolescents à se former un jugement et une personnalité.

Qu'elles tiennent compte de ce que l'aptitude à recevoir une formation ultérieure ou à développer d'autres facultés susceptibles d'assurer, le cas échéant, le nécessaire relais à la poursuite d'une carrière, est liée, le plus souvent, aux caractères de la formation initiale.

Que l'on recherche également les moyens de donner aux enseignements du départ, ceux qui sont dispensés après l'acquisition des mécanismes élémentaires, un intérêt susceptible de retenir l'esprit des enfants, et la chaleur humaine qui en est la condition.

Qu'enfin l'échafaudage des connaissances spécialisées, acquises au cours des dernières années d'études, repose sur des bases solides, garantes d'une souple faculté de décloisonnement et d'adaptation et d'une aptitude à se mouvoir dans un monde en perpétuelle évolution.

***

Tantôt instrument de contact extensif, tantôt instrument d'entraînement répétitif, tantôt encore instrument de centralisation et de traitement de l'information, l'Electronique offre à l'Enseignement l'éventail immense de moyens adaptés à chaque fonction.

La souplesse et la plasticité des moyens électroniques sont tels qu'il a été possible d'imaginer, autour de la télévision qui en constituerait le lien, ou indépendamment d'elle, toute une instrumentation destinée à alléger la tâche de l'enseignant et à le rapprocher de ses élèves.

On en trouvera, par exemple, une illustration dans la description qui est faite dans un autre article d'un

dispositif d'interrogation collective capable de renseigner à tout moment le professeur sur l'état de compréhension de sa classe et de lui permettre, par voie de conséquence, de mieux apprécier l'efficacité de son enseignement, d'infléchir son cours en fonction du degré de réceptivité de son auditoire et, éventuellement, de se corriger lui-même.

En un mot, de même que les grandes sources d'énergie classiques dont on pouvait craindre qu'elles ne se tarissent rapidement, ont été récemment renforcées par la découverte de l'énergie atomique, de même la technique électronique vient mettre aujourd'hui à la disposition de l'Enseignement une aide privilégiée et multiple.

Assurément, l'introduction de ces nouveaux moyens ne peut résulter que d'un dialogue permanent entre l'enseignant et l'électronicien. Tout cela n'ira pas sans problèmes humains et matériels considérables.

Mais cette œuvre, pour coûteuse qu'elle apparaisse, n'est-elle pas la condition d'un investissement intellectuel dont la Nation trouverait la rentabilité à l'échéance d'une génération et qui lui permettrait de renouveler sa puissance et son rayonnement ?

MOYENS AUDIO-VISUELS

Pédagogie et Télévision

R. PONTILLON

Directeur du Département Educatif Thomson

Ramenés à deux cas fondamentaux, les problèmes audiovisuels posés aux pédagogues sont essentiellement :

— la transmission à distance d'images directes,
— la centralisation d'images de sources différentes, en un seul point d'observation.

L'information de complément pouvant, dans un cas comme dans l'autre, résulter de l'intervention de moyens auxiliaires (télécinéma, passe-vues, télémicroscopie, télémacroscopie, etc.).

C'est à la satisfaction de ces besoins, mal résolus autrement, que la télévision apporte aux pédagogues la solution la plus simple et la plus complète.

Nous savons, en effet, que la diffusion de toute image, c'est-à-dire de toute expression de la pensée, requiert l'intervention de quatre éléments : la forme, la couleur, le mouvement, le son.

Ce que l'on appelle, d'un terme impropre, les moyens audio-visuels, se fondent généralement sur l'utilisation de l'un ou l'autre de ces éléments, rarement de tous à la fois, à l'exclusion de la télévision.

Les diapositives, les illustrations ou les graphiques, sont évocateurs de la forme, et restituent, parfaitement, la couleur. Ils restent muets pour autant.

La radiodiffusion sonore répond, bien sûr, à toutes les exigences auditives, mais elle restera toujours un mode mineur, car elle frustre l'élève de la présence sensible du professeur.

Ajoutons que l'homme normal est avant tout un « visuel ». S'il enregistre seulement 20 % de ce qu'il entend, il retient 30 % de ce qu'il voit. La combinaison image et son permet donc d'augmenter le pourcentage de perception et d'atteindre 50 % de la vision et 50 % de l'audition. D'où la recherche systématique de procédés mêlant des ressources aussi étroitement et aussi avantageusement complémentaires.

Seule, la télévision en solidarisant ces divers éléments fondamentaux *permet une communication globale.*

Utilisée rationnellement, c'est-à-dire conçue comme un véritable auxiliaire pédagogique, la télévision, par le pouvoir suggestif que l'image vient ajouter au cours magistral, renforce l'impact éducatif.

● Par la possibilité qu'elle offre d'injecter, à tout moment du cours, des éléments d'information extérieure, elle contribue à améliorer le contenu et les méthodes de l'enseignement traditionnel. En ce sens, elle est un puissant moyen d'accélérer le flux d'informations qui passent de l'éducateur aux élèves.

● Affranchie, par définition, du temps et de l'espace, elle réalise la simultanéité dans la transmission d'une expérience ou d'un événement.

● Enfin, d'un emploi facile, elle est, également, économique et coûte moins cher (pour n'évoquer que les circuits fermés) que nombre de matériels utilisés dans les laboratoires de nos Facultés.

Les applications de la télévision dans l'enseignement

La télévision éducative, fonctionne selon deux systèmes différents :

1. *En circuit fermé :* actuellement, une cinquantaine, dans les Facultés françaises. Le professeur donne ses cours ou conduit des travaux pratiques devant des caméras de télévision, de type simplifié (généralement industriel), placées, soit dans un amphithéâtre, soit dans une salle de cours ou en laboratoire, soit dans un local aménagé en studio.

Images et son sont transmis par câble co-axial à un nombre pratiquement illimité de salles, mais dans un rayon géographique limité, équipées en moyens de réception.

2. *En circuit à diffusion radioélectrique,* baptisé,

souvent à tort, télé-enseignement, et qui est plutôt de l'Enseignement à distance.

Le système fonctionne, soit sur la base de liaisons dirigées de point à point, par l'utilisation de faisceaux hertziens (type C.N.A.M. et télé-promotion rurale), soit par le recours à des émetteurs de faible puissance (cas des Universités américaines), ou par l'utilisation de tranches spéciales d'émission, sur les chaînes nationales (Télévision scolaire en France).

Il n'appartient pas à un Industriel, dont la Compagnie a développé son action dans ces trois directions, de porter un jugement de valeur sur l'un ou l'autre de ces systèmes.

Disons, seulement, que c'est le besoin qui détermine l'emploi.

Le circuit fermé est mieux adapté à l'enseignement médical et scientifique, qu'à l'éducation de masses. Encore que les expériences conduites, soit par l'I.P.N., soit par l'Ecole Alsacienne, nous amènent à nuancer cette appréciation.

Mieux et davantage que le télé-enseignement, le circuit fermé favorise le contact direct maître-élève. Fondé sur l'emploi systématique du « feed-back » sonore, qui rétablit une liaison bilatérale, ainsi que le pratique l'I.S.I.N. de Nancy, il permet le retour à une pédagogie classique. L'outil est, ainsi, asservi à l'enseignement et non la pédagogie dominée par la technique.

Dans l'enseignement médical et chirurgical, son mérite principal est de montrer à une large auditoire, dans d'excellentes conditions de visibilité, et dans une parfaite restitution des couleurs, par l'emploi du projecteur Eidophore, des expériences dont, seul, un petit nombre de spectateurs pouvait, autrefois, bénéficier.

L'intervention de la télévision a aussi transformé, de façon révolutionnaire, l'apprentissage chirurgical, comme elle a rénové l'enseignement dans des disciplines, telles que la psychiatrie, la psychologie médicale, la psychothérapie et l'odonto-stomatologie.

Bénéfique pour les étudiants, elle l'est, tout autant, pour les professeurs. Citons ici le Professeur RICHARD de la Faculté des Sciences de Rennes, constatant que la caméra a « développé l'esprit d'observation, et permet d'apercevoir des détails de comportement », qu'il n'avait pas observé, au préalable, à l'œil nu, sur des animaux de toute taille.

Tout autant que la science, c'est la qualité pédagogique du professeur qui peut s'en trouver améliorée. Dans un numéro spécial de la Revue de l'Enseignement Supérieur, le Professeur MIALARET n'indique-t-il pas que « les recherches sur la formation des professeurs entrent, maintenant, dans une nouvelle phase... ».

Les mérites spécifiques du télé-enseignement à distance, nous les verrons enfin avec le Recteur CAPELLE, dans la satisfaction de trois ordres de besoins :

Pour guider les élèves isolés, aider les maîtres et professeurs à actualiser leurs connaissances et répondre, enfin, à l'énorme problème de la formation des adultes, pour la promotion sociale, et ultérieurement, pour ce qu'on appelle l'éducation permanente.

Conclusions

Il serait vain et illusoire d'espérer du simple jeu des structures scolaires et universitaires, et de la présence d'un téléviseur dans une salle de classe ou dans un amphithéâtre, la solution des difficultés qui traversent actuellement l'Enseignement.

Parce qu'elles sont la conséquence d'une évolution inéluctable, ces difficultés exigeront, sans doute, longtemps encore, la conjonction d'efforts divers. Leur solution suppose d'abord que l'Enseignement accepte sans réserve, ni réticence de se servir, des moyens nouveaux que la technique moderne met à sa disposition.

Mais elle requiert, également, l'adhésion et le concours de tous les spécialistes ; et par spécialistes, nous entendons au premier chef les promoteurs industriels dont l'effort a rendu possible les premières applications éducatives de la télévision dans l'enseignement.

Le cadre de cette action concertée existe déjà au niveau des Commissions Consultatives du V[e] Plan, où les industriels participent à égalité avec les représentants des grandes administrations publiques intéressées. Sans doute, conviendrait-il d'en développer l'expérience, la recherche industrielle devant, en effet, s'articuler davantage avec les plans d'équipement de nos écoles et de nos facultés.

C'est seulement à ce prix que l'Industrie pourra affronter — dans le sens souhaitable — les problèmes complexes que soulève, aujourd'hui, l'équipement en moyens dits audio-visuels de nos établissements d'enseignement (fiabilité, simplification et automatisation des matériels, réduction des coûts par des fabrications de séries relevant d'une connaissance plus exacte du marché, etc.).

La vocation exclusive et privilégiée de l'Université restera d'adapter l'effort industriel aux applications pédagogiques. L'Enseignement peut-il s'y soustraire ? Peut-il repousser les instruments de diffusion que l'humanité utilise dans tous les domaines, et déjà à l'échelle planétaire ?

Nous croyons, au contraire, que c'est en prenant contact avec ces techniques nouvelles auxquelles la jeunesse s'est adaptée spontanément, et qu'elle a intégrées sans effort dans son mode de vie, que l'Université pourra, affronter au mieux ces tâches nouvelles. Elle répondra, ainsi, à cet appel anticipé d'un de nos grands universitaires écrivant à propos des moyens audio-visuels :

— « L'Université se doit d'en explorer toutes les ressources, d'en peser les avantages, et d'en dénoncer les dangers, car, pour reprendre les paroles d'un groupe de synthèse de l'Association Gaston BERGER, « il serait révoltant que le monde extérieur puisse, sans même le chercher, influencer profondément la majorité des enfants, alors que l'école, dont c'est l'une des tâches essentielles, ne cherche pas à s'approprier l'utilisation de ces moyens efficaces ».

L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement

P. PAGES
Département Télévision
C.S.F. — Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil

L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement est un vaste sujet. C'est un important sujet, périodiquement, abondamment développé; il amène des commentaires souvent passionnés. Si le cinéma et la vue fixe sont déjà couramment employés dans nos établissements d'enseignement, si leur utilité est peu contestée, il n'en est pas encore tout à fait de même de la télévision. Son caractère « tentaculaire » peut inquiéter le pédagogue. Cette possibilité de diffuser l'image et le son sans limite territoriale vient, évidemment, à l'esprit lorsque l'on envisage l'emploi de la télévision. Certes, les pays dans lesquels le manque de professeurs, mis en face d'une expansion démographique importante, constitue un problème crucial, peuvent envisager l'emploi de la télévision comme un véhicule d'informations audio-visuelles.

Il convient, toutefois, de ne pas considérer cette technique sous le seul aspect de large diffusion. Nous avons donc jugé utile de présenter à nos lecteurs quelques réalisations dans le domaine de la télévision à buts éducatifs. Ces réalisations ont été choisies pour mettre en évidence les importants moyens mis en œuvre pour que la télévision, déjà utilisée par tous dans le cadre familial, se place en prolongement comme une aide à l'enseignement, à la formation professionnelle et scientifique.

Nous commencerons par décrire une station récemment mise en service et dont le but est de diffuser largement. C'est sous l'impulsion de l'UNESCO qu'il a été décidée la création d'une station de télé-enseignement à Dakar. Cette station est destinée à la diffusion de cours dans l'agglomération. On y pratique des cours professionnels, on contribue à l'alphabétisation des masses. Il s'agit là, d'une télédiffusion à l'échelon régional. Il faut intéresser, simultanément, un grand nombre d'individus dispersés géographiquement.

Rien ne différencie, dans son principe, cette station de celle que l'on met en place pour les émissions de type « artistique ». Les mêmes possibilités sont offertes aux réalisateurs des programmes d'émission. Il s'agit pourtant d'une micro-station aux appareillages simplifiés et de faible encombrement. L'ensemble des circuits sont à transistors et la pratique du circuit imprimé est très répandue.

Deux caméras de prises de vues à tube analyseur vidicon assurent le « direct ». Le vidicon (tube à couche photo-résistante) a été préféré à l'Image Orthicon pour ses qualités de grande fiabilité, pour son prix peu élevé. L'image est formée sur la couche sensible au format du cinéma 16 mm. C'est donc un objectif pour cinéma 16 qui équipe chacune des caméras. Il s'agit, en l'occurrence, d'un zoom de rapport 10/1, 15 à 150 mm dont l'ouverture relative est de f : 1,9, commande manuelle de la focale et de la mise au point, télécommande du diaphragme depuis les coffrets de voies, signalisation de passage sur antenne et liaisons d'ordres par micro-casque, en font une caméra répondant en tous points aux exigences de mises en scène les plus complexes.

Une troisième source d'image, est celle qui est donnée par le télécinéma. Le télécinéma vient apporter l'illustration dans le déroulement du cours. Il est constitué par un projecteur de cinéma 16 mm à bande son-optique, magnétique ou magnétique à piste indépendante. Ajoutons que l'on a adjoint au cinéma un projecteur de diapositives 24×36 mm auxquel le réalisateur peut faire appel par télécommande.

Cette micro-station comporte, en outre, une quatrième source d'images que l'on n'a point coutume de rencontrer dans les studios de nos chaînes de télévision. C'est un ensemble tout particulièrement destiné à l'enseignement et que nous appelons d'un nom, d'ailleurs peu original, « Lecteur de Documents ».

C'est un meuble dont la partie supérieure offre au réalisateur, ou au professeur lui-même, un cadre de travail éclairé uniformément.

Une caméra analyse les documents que l'on présente dans le cadre.

Equipée d'un objectif à focale variable, la caméra peut, au choix de l'opérateur, réaliser la prise de vue de documents aux formats compris entre 6×8 cm et 30×40 cm. Ces documents peuvent être opaques : croquis, gravures, courbes ou clichés photographiques en fait, toute l'iconographie. Ils peuvent être transparents grâce à la présence d'une boîte à lumière éclairant le document par le dessous.

Nos quatre sources d'images sont reliées à une baie de régie. Cette baie comporte les équipements techniques, voies images et voies son, ainsi que les récepteurs de contrôle qui permettront au technicien

d'apprécier la qualité des images à transmettre avant passage sur antenne. Les images sont sélectionnées par le réalisateur, mélangées si besoin est, et adressées à l'émetteur. Cet émetteur opère dans la bande III, il attaque une antenne omnidirectionnelle et sa puissance est de 50 W.

Cette rapide description sera terminée lorsque nous aurons dit que le standard de balayage choisi pour l'analyse est le standard européen 625 lignes entrelacées d'ordre 2, à 25 demi-images par seconde. La résolution horizontale de l'analyse est de 750 points.

Dans le cadre de la diffusion de cours à l'échelon régional, nous citerons maintenant une réalisation déjà couramment utilisée en France et singulièrement dans la région parisienne. C'est celle de la distribution, en onze points de la banlieue, des cours du soir du Conservatoire National des Arts et Métiers.

Bon nombre de personnes ne pouvaient assister aux cours du soir pour les raisons que tous Parisiens connaissent bien et qui se nomment embouteillages, affluence dans les transports en communs, échelonnement des horaires de travail. Dorénavant ces cours peuvent être suivis dans différents arrondissements périphériques ainsi que dans certaines villes de banlieue.

Trois caméras de prises de vues se partagent la tâche d'analyser ce que l'on pourrait appeler « l'intrigue pédagogique ». Un dispositif de régie analogue à celui que nous décrivions précédemment et l'image sélectionnée est adressés, non plus à un émetteur omnidirectionnel mais à un émetteur à faisceau dirigé. Fonctionnant sur 7 000 mégacycles, cet émetteur (il s'agit du faisceau hertzien couramment employé en reportage par nos Services de télédiffusion) transmet le signal vidéo ainsi que l'information B.F. à la tour de Meudon. Là, recueilli par un relais récepteur, le message audio-visuel est émis à nouveau par deux émetteurs aux lobes largement ouverts (45° chacun), et qui, placés conjointement, couvrent l'ensemble de la zone à desservir.

Sur chacun des Etablissements scolaires affectés à ce réseau, des paraboles réceptrices recueillent le signal hyperfréquences. Le signal est démodulé, la video est transmise à des récepteurs professionnels placés dans une salle de classe. De son côté, le son, après amplification, est distribué par colonnes sonores.

Voici donc deux installations mettant en jeu des liaisons H.F., l'une diffuse largement, l'autre est destinée aux seuls abonnés des cours du soir. Nous nous rapprochons des réseaux de télévision que l'on a coutume de considérer en circuit fermé.

Le réseau de T.V. en circuit « très » fermé, s'il convient de le dire, c'est celui mis en œuvre à la Faculté des Lettres et des Sciences Humaines de Paris et qui a pour but l'intercommunication audio-visuelle entre plusieurs Amphithéâtres et salles de cours de cet établissement.

Le but de cette installation est de résoudre le problème, toujours difficile, de l'affectation des locaux d'enseignement au cours de l'année scolaire.

Certaines matières d'enseignement attirent plus d'étudiants que d'autres. L'organisation des programmes et la combinaison des horaires sont grandement facilitées par la T.V. qui répartit l'image et le son d'un cours dans différentes salles, au choix des responsables. Les liaisons sont faites entièrement par câbles et quatre cours peuvent être dispensés simultanément.

Le personnel technique est réuni dans le local de régie d'où il peut assurer les prises de vues grâce à un dispositif de télécommande des caméras. Les caméras sont au nombre de cinq. Elles sont équipées d'objectifs à focale variable et placées sur plateformes d'orientation en site et azimut. A distance, l'opérateur oriente ses caméras et crée, sur ordre du réalisateur et également par télécommande, tous les plans et grossissements nécessaires à la bonne compréhension du cours.

Là encore les appareillages, tels que voies images, voies son, générateur de synchronisation, sont groupés dans quatre baies techniques.

Les images sélectionnées par le réalisateur peuvent être ou bien commutées tour à tour, ou bien mélangées par le jeu de « fondus enchaînés ». Cette installation est également dotée d'un ensemble télécinéma que le réalisateur utilisera sur demande du professeur.

Ajoutons qu'il a été mis à la disposition du professeur et inclus dans sa chaîne, un lecteur de documents dont nous avons donné la description plus haut et qui constitue, à notre point de vue, la pièce maîtresse d'un réseau de télévision destiné à l'enseignement. Le professeur a ainsi la possibilité de passer lui-même ses documents. Il peut lui-même désigner le détail important ou surcharger ce document sous l'œil de la caméra, donc sous l'œil de l'ensemble des étudiants.

Enfin, nous avons tenu à terminer par une application trop peu connue de la télévision et qu'il convient de considérer comme un moyen unique d'enrichir l'enseignement, de donner à un cours un cadre aux dimensions nouvelles. Nous voulons parler de la télévision utilisée en tant qu'aide audio-visuelle.

Nous avons vu que les caméras communément employées étaient du type vidicon 1 pouce, c'est-à-dire au format 16 mm.

Les dispositifs optiques et notamment les objectifs de prise de vue utilisables dans ce format sont forts nombreux. La gamme est très étendue. L'emploi judicieux de cette gamme d'objectifs permettra à l'enseignant de créer un grand nombre d'effets. L'adaptation de sa caméra de prise de vue sur microscope collectivisera son enseignement. Microscopie, macroscopie, endoscopie pourront être rapidement réalisés.

La coupe microscopique d'un alliage n'échappera pas à l'attention des élèves. La dissection d'une grenouille apparaîtra à chacun en gros plan sans qu'un détail ne puisse échapper à la totalité de l'assemblée. Chacun pourra tirer son profit du document original extrait avec précautions de la bibliothèque.

Les quatre exemples que nous avons cité n'ont pour but que de mettre en évidence l'importance et la variété des moyens dont peut disposer l'enseignant.

Certes, la mise au point de méthodes d'utilisation s'impose, mais le matériel technique existe. Convenons qu'il est doué d'une grande souplesse.

Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur
Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers

J. GAULTIER
Réalisateur de Cinéma et Télévision Scolaires

1. Introduction

Répondant aux souhaits d'une commission interministérielle réunie en 1963, près du Premier Ministre, pour étudier l'extension de la télévision comme moyen d'enseignement, le Conservatoire National des Arts et Métiers a effectué une série d'expériences d'enseignement télévisé depuis novembre 1963. Ces expériences ont été menées, d'une part, grâce à l'octroi de crédits par la Délégation Générale à la Promotion Sociale, puis par le Fonds National de la Promotion Sociale ; d'autre part, grâce à l'action d'une équipe groupant des administrateurs, des enseignants, des psychologues et des techniciens appartenant au Conservatoire National des Arts et Métiers, au Centre Audio-Visuel de l'Ecole Normale de SAINT-CLOUD, au Ministère des Postes et Télécommunications et à l'ORTF.

2. Buts poursuivis par le CNAM

On sait que l'une des tâches de ce grand établissement scientifique consiste à dispenser aux travailleurs un enseignement de haut niveau qui doit leur permettre d'améliorer leur situation et, pour les meilleurs d'entre eux, de devenir des cadres de l'industrie et de l'économie. Ces élèves sont généralement employés dans les industries d'une banlieue qui s'étend de plus en plus loin, aussi le CNAM a-t-il créé des centres associés. Mais il n'était pas possible de multiplier autour de Paris de pareils centres, c'est pourquoi un réseau de télévision a été établi pour offrir, à proximité du lieu d'emploi ou du domicile de ces étudiants, les cours habituels de l'amphithéâtre. Des faisceaux hertziens ont permis d'implanter des centres de réception collective. Ainsi se sont formés de petits groupes de travail animés par des professeurs ou des ingénieurs qui, avant et après le cours traditionnel, suscitent les questions et dirigent des séances d'exercices.

3. L'expérience de la première année

Le Conseil des Professeurs avait décidé de faire l'expérience avec trois cours correspondant à des niveaux différents :

— Mathématiques préparatoires,
— Physique générale,
— Radioélectricité générale (il semblait intéressant de voir comment les circuits pourraient aider à l'enseignement de la théorie des circuits).

Chacun de ces cours fut diffusé à raison de deux séances d'une heure par semaine, selon l'horaire habituel et sans changement dans sa présentation. Huit centres de réception étaient installés dans des établissements d'enseignement supérieur ou du second degré.

Le Conservatoire ne s'est pas livré sans appréhension à cette expérience. De leur côté, les étudiants n'accueillaient pas avec enthousiasme une innovation qui, bousculant leurs habitudes, risquait, à leurs yeux, de compromettre leurs chances de succès.

La courbe des inscriptions pour cette première année est très significative :

310 places étaient offertes par les centres de réception, soit 930 pour les trois enseignements. Au matin de la leçon inaugurale, 448 élèves seulement étaient inscrits — ce qui montre bien la réserve des étudiants. Une semaine plus tard, il y avait 741 téléspectateurs. Dans le courant du mois, 182 autres élèves demandaient leur transfert de l'amphithéâtre dans un centre de réception, portant ainsi à 923 le nombre des inscrits. Il n'est pas douteux que ceux-là avaient, entre temps, reçu de leurs camarades des renseignements favorables sur les enseignements télévisés.

Le taux d'assiduité se révéla supérieur dans les centres de réception à ce qu'il est au Conservatoire et les pourcentages de réussite aux examens furent pratiquement les mêmes.

4. Développement des cours sur faisceau hertzien

Devant ces résultats encourageants, le Conservatoire porta à six le nombre des cours télévisés pendant l'année scolaire 1964/1965. Ces cours recueillirent 1 476 inscriptions.

A la rentrée de 1965, deux nouvelles séries d'émissions s'ajoutèrent et les inscriptions dépassèrent largement les 2 000. Depuis cette date, les cours suivants sont retransmis :

— Mathématiques Préparatoires,
— Mathématiques Générales (1re année),
— Correction de problèmes pour Mathématiques Générales,
— Physique Fondamentale,
— Physique Générale,
— Chimie Générale,
— Radioélectricité Préparatoire,
— Radioélectricité Générale.

Des salles de réception supplémentaires ont été installées dans certains centres. De nouveaux points de regroupement ont été créés, d'autres sont en gestation ; par exemple l'A.V.E.C. (Association Versaillaise pour l'Enseignement Continu) a œuvré pour l'ouverture en octobre 1966 de deux salles de réception au Lycée Technique de VERSAILLES (il en faudra trois en octobre 1967). De grandes sociétés industrielles, des comités d'entreprises s'offrent à installer des centres. C'est ainsi qu'un groupe fonctionne depuis octobre 1965 à l'usine Bull du 20e arrondissement, et qu'un autre centre bénéficie du

procédé « polyvision » (1) dont est dotée l'usine Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt de BAGNEUX. (Depuis octobre 1964, le prototype de ce procédé a été mis par la société Thomson à la disposition des étudiants du C.N.A.M. dans une 2e salle ouverte à l'E.N.R.E.A. de CLICHY). Signalons que les centres installés sur les lieux de travail sont ouverts à tout étudiant du C.N.A.M., même s'il n'appartient pas au personnel de l'entreprise (fig. 1).

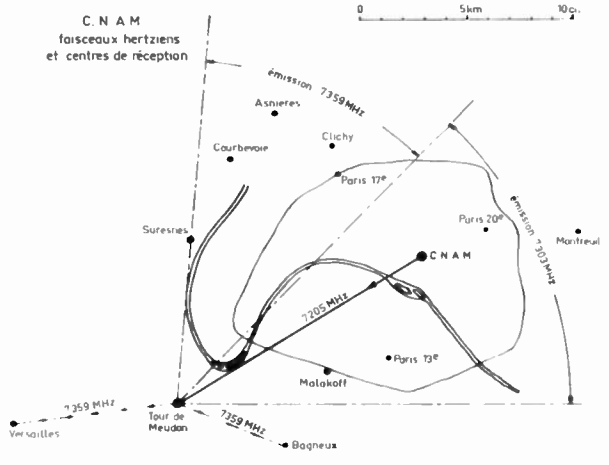


FIG. 1. — Réseau point à point.

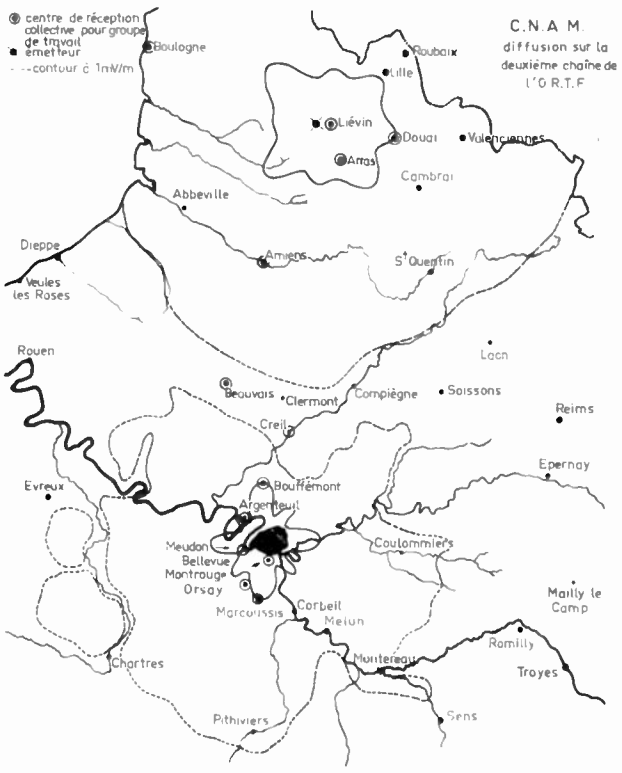


FIG. 2. — Cartes des centres récepteurs de l'ORTF.

5. Diffusion O.R.T.F. 2e chaîne

L'intérêt manifesté par de grands organismes tels que le Comité d'Expansion Economique de l'Oise, a suscité une nouvelle expérience : depuis la rentrée 1966, les émetteurs de PARIS Tour-Eiffel, et de LILLE-BOUVIGNY retansmettent 5 heures du programme précédent, c'est-à-dire les cours de :

— Mathématiques Générales (2 h) avec séance de correction de problèmes (1 h) ;
— Radioélectricité Générale (2 h).

Douze centres nouveaux ont été créés à cette occasion, fonctionnant selon les mêmes principes que ceux du réseau point à point. Ils sont installés dans des Lycées Techniques sauf ceux de BOUFFEMONT (Sanatorium Universitaire), MEUDON-BELLEVUE (C.N.R.S.), MONTROUGE (Compagnie des Compteurs), MARCOUSSIS (Compagnie Générale d'Electricité), ORSAY (Faculté des Sciences).

On voit que cette nouvelle implantation complète l'infrastructure du faisceau hertzien, même dans la région parisienne où les liaisons « point à point » ne sont pas toujours possibles (fig. 2).

La diffusion sur les antennes de l'O.R.T.F. permet évidemment de recevoir les cours ailleurs que dans les centres, c'est ainsi que des usines, des écoles, des administrations captent les cours sans avoir d'autres liens avec le C.N.A.M. que les ondes. Les téléspectateurs qui suivent à domicile les émissions peuvent correspondre avec le C.N.A.M., s'aider des mêmes documents que ceux utilisés par les élèves de l'amphithéâtre ou ceux des centres et faire corriger leurs devoirs de mathématiques. Certes, le Conservatoire préfère que ses étudiants participent aux séances d'exercices, mais il est évident que certains spectateurs n'ont repris leurs études que parce que l'enseignement venait à eux, leurs occupations, leur situation géographique les empêchant de fréquenter l'amphithéâtre ou un centre. D'autre part, une grande partie du public suit les émissions par curiosité intellectuelle, sans intention de se présenter à un quelconque examen.

(1) Cf. l'article de M. SOLLIMA dans le présent numéro.

6. Description de l'installation

Le matériel du C.N.A.M., du faisceau hertzien et de la plupart des centres a été fourni par la Compagnie Française de Télégraphie sans Fil (C.S.F.).

6.1. LA PRISE DE VUE

La prise de vue est effectuée en 625 lignes par :

— 4 caméras C O 301 à tube orthicon de 3 pouces ; objectifs à distance focale variable (fig. 3).
— 2 caméras C I 215 à tube vidicon de 1 pouce.

La variation de distance focale donne, par exemple, l'impression de se rapprocher du tableau en partant du plan général d'une suite de calculs pour aboutir à un détail sur lequel le professeur désire attirer l'attention. En envahissant l'écran, ce détail envahit le champ de la conscience. Une image d'oscilloscope, les détails d'expériences invisibles pour les étudiants de l'amphithéâtre s'offrent à tous. Des bonnettes permettent d'obtenir le grandissement 15 pour observer, par exemple, les modes de vibration d'un laser. Le couplage avec un microscope révèle

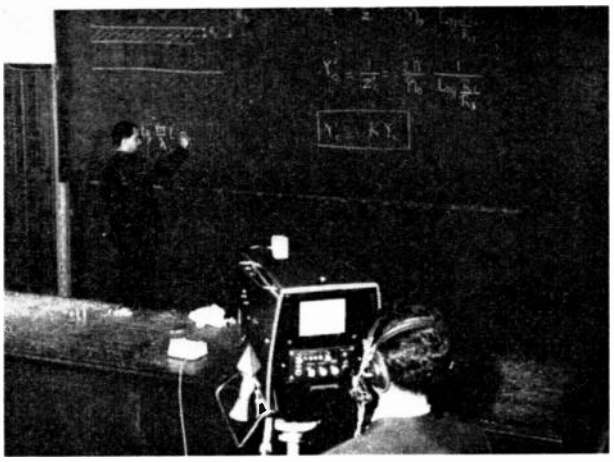


FIG. 3. — Caméra orthicon.

la structure d'une grille de cible orthicon, ou le mouvement brownien grossi 12 à 15 000 fois.

6.2. LES AMPHITHÉATRES

La prise de vue peut s'effectuer dans deux des amphithéâtres :

— *L'Amphithéâtre* Paul PAINLEVE : équipé pour deux caméras orthicon et une vidicon ; cet amphithéâtre n'est plus utilisé que pour les cours de Chimie, diffusés en faisceau hertzien, et le circuit intérieur.

— *L'Amphithéâtre C* : (fig. 4 et 5) équipé pour trois caméras orthicon et une caméra vidicon.

Trois rangs de sièges ont été supprimés pour la rentrée 1966, afin de faciliter les déplacements de caméras pendant les prises de vue (notamment en Physique).

La prise de vue en amphithéâtre peut être enrichie des images données par les caméras non utilisées et installées, par exemple, dans la régie.

Quel que soit l'amphithéâtre, le professeur dispose d'un micro-émetteur qui lui laisse une pleine liberté de déplacement, et de téléviseurs qui lui offrent l'image reçue par les téléspectateurs.

6.3. LA RÉGIE

La régie : (fig. 6) est installée dans une salle indépendante (le chemin de câble qui la relie en droite ligne à l'amphithéâtre C a 115 m de long). Un responsable de l'équipement y règle et contrôle les images et le son. Une série de téléviseurs de contrôle offre au réalisateur l'image de chaque caméra et

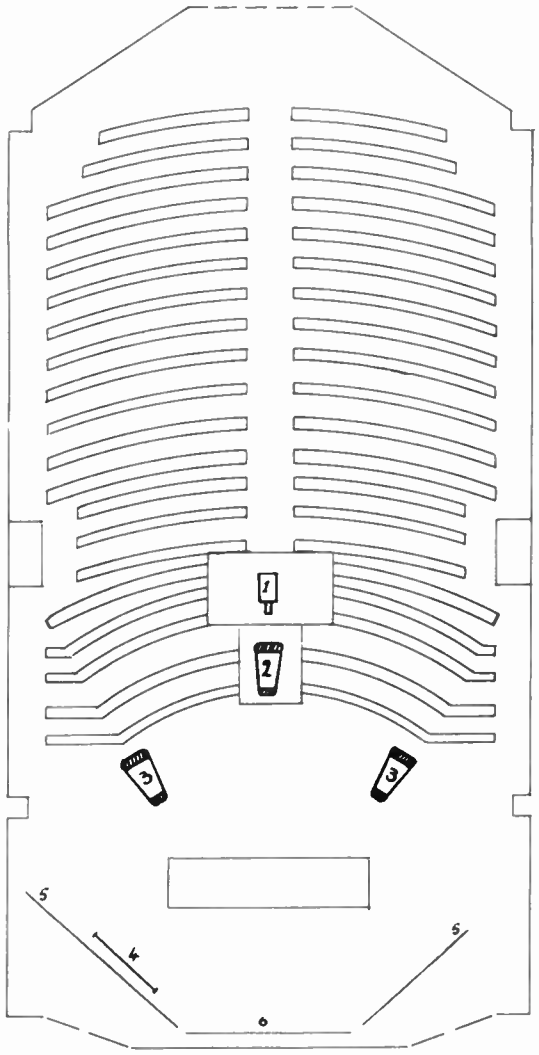


FIG. 4. — Plan de l'amphithéâtre C.

FIG. 5. - Vue d'ensemble de l'amphithéâtre C. (Photo R. Violet)

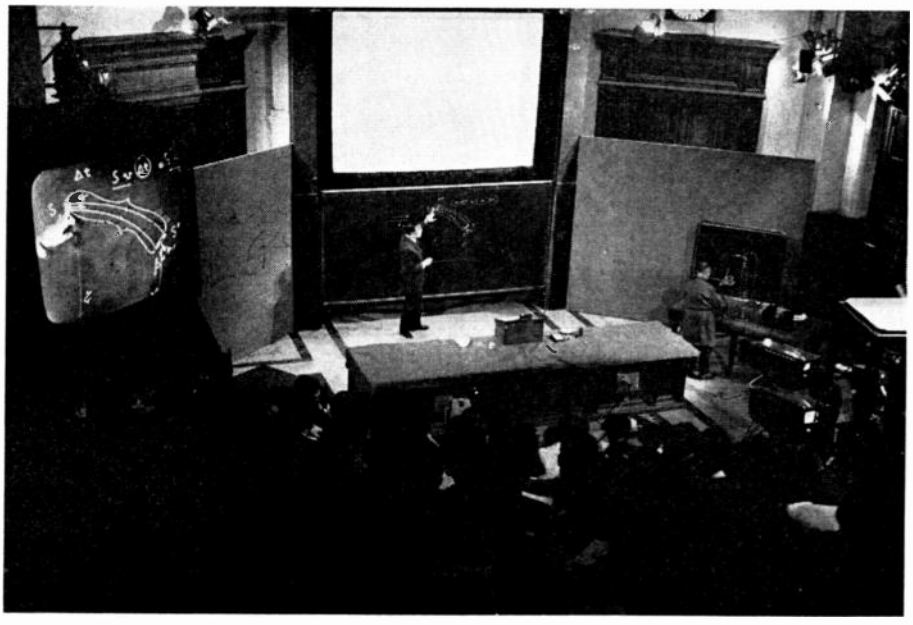


FIG. 6. — La régie.
(Photo Roger Violet)

l'image envoyée à l'émetteur. Les cameramen (trois pour les cours d'Electronique et de Mathématiques, deux pour les autres cours) sont munis d'un casque d'écoute. Le réalisateur précise à chacun l'objet de son cadrage et, lorsqu'il a l'image désirée, la lance sur antenne. Cette sélection peut se faire en coupure sèche, mais le mélangeur utilisé permet aussi les fondus enchaînés et les surimpressions. Ces dernières ont une grande valeur pédagogique. Par exemple, le cadran d'un appareil de mesure viendra s'incrire dans l'image fournie par une deuxième caméra montrant l'ensemble de la manipulation ; ou encore le tracé d'un oscilloscope s'agrandit pour venir coïncider avec la courbe théorique dessinée au tableau par le professeur.

6.4. LE RÉSEAU HERTZIEN

Un émetteur fournit un signal supportant le son et l'image à un paraboloïde installé sur le toit de la Chapelle du C N.A.M. (fig. 7) situé en vision directe de la tour de télécommunication de MEUDON (Ministère des P.T.T.). Cette tour (fig. 8) joue le rôle de relais. Elle possède actuellement deux émetteurs. Deux cornets arrosent la surface parisienne. Un paraboloïde est dirigé sur VERSAILLES, un autre vise un relais passif desservant le centre de BAGNEUX (fig. 1).

FIG. 7. — Le paraboloïde du C.N.A.M.

FIG. 8. — La Tour de Meudon.

C'est à la tour de MEUDON également que l'O.R.-T.F. prend charge du signal image. Ce dernier est transmis par voie hertzienne au centre de la rue Cognacq-Jay qui reçoit par ailleurs, directement du C.N.A.M., le signal son au moyen d'une ligne téléphonique.

6.5. Les centres de réception

Un TF 112 (fig. 9) démodule le signal capté par un paraboloïde (fig. 10) et délivre les signaux basse fréquence et vidéo. La sonorisation est faite par

Fig. 9 - TF 112

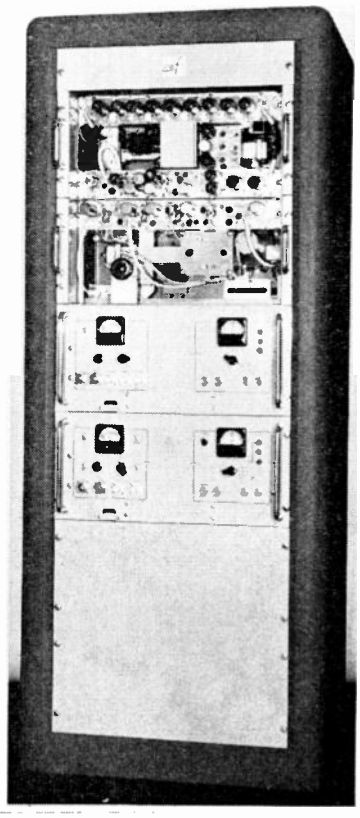
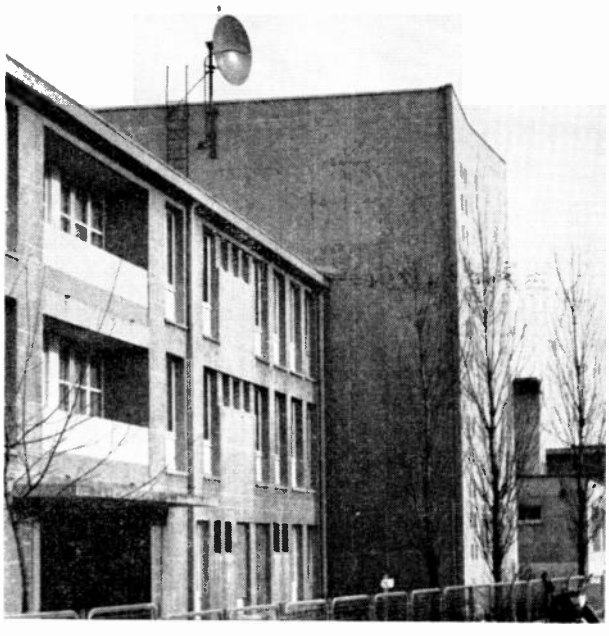


Fig. 10. — Parabole de réception (Photo Gilbert Warin)



colonnes. A l'origine, les salles étaient dotées de téléviseurs vidéo (fig. 11). Une tendance se dessine : fournir aux nouveaux centres, des téléviseurs H.F. du commerce équipés d'une entrée vidéo.

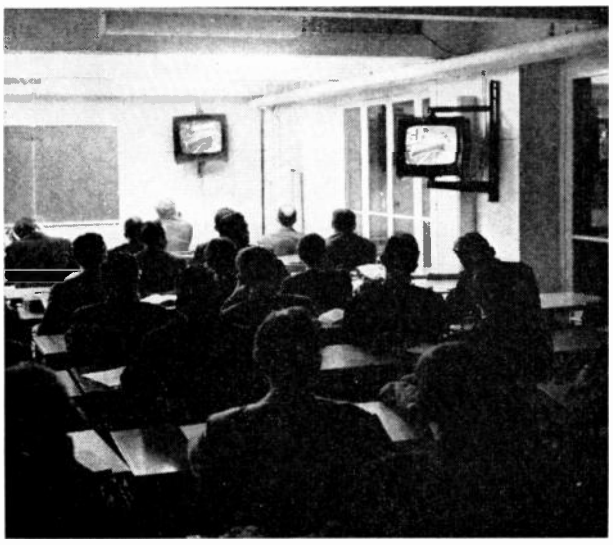


Fig. 12. — Téléviseurs Vidéo.

7. Premiers résultats

Les résultats aux examens montrent que les élèves des centres de réception réussissent aussi bien et même mieux que les élèves de l'amphithéâtre.

Cela peut tenir à plusieurs raisons :

a) *Gain de temps :* une enquête portant sur le cours de Radioélectricité générale 1963-64 montre, par exemple, que les élèves économisent en moyenne 1 h 30 de déplacement par semaine pour deux cours de 1 h.

b) *Rôle de l'assistant*

La retransmission des cours a permis la création de petits groupes de travail d'une efficacité certaine. Les étudiants signalent leur grande satisfaction de voir ainsi se multiplier les contacts entre enseignants et élèves.

c) *Meilleures conditions de travail*

Il est plus facile de se concentrer lorsqu'une trentaine d'élèves seulement sont réunis dans une salle de classe et que les tables permettent d'étaler les documents de travail. Dans l'atmosphère recueillie des centres, le son et l'image mobilisent l'attention.

d) *Rôle de la télévision*

Il est difficile de l'apprécier actuellement car l'action de la télévision se conjugue avec d'autres paramètres. Par ailleurs, rappelons que la tâche actuellement confiée à la télévision est le reportage en direct d'un cours traditionnel professé dans un amphithéâtre. Aucun « découpage » n'est établi qui permettrait de « programmer » l'information. La prise de vue n'obéit pas à ses propres lois, mais subit le rythme imposé par le professeur. Elle est conditionnée par la présence d'élèves dans l'amphithéâtre et par un certain nombre d'impératifs empêchant de tirer pleinement parti des ressources de

l'expérience télévisuelle. En l'état actuel des expériences du C.N.A.M., il faut donc se garder d'établir des conclusions hâtives concernant le rôle que peut jouer l'électronique lorsqu'on la met au service de l'enseignement.

Les élèves se déclarent très satisfaits. Si on les pousse à formuler des critiques, celles-ci sont très peu nombreuses. Le reproche adressé le plus souvent à l'actuelle formule est qu'elle prive l'élève, habitué à l'amphithéâtre, de la vue d'ensemble des vastes tableaux sur lesquels il est possible de reporter son attention « en arrière ». La petitesse relative des écrans de télévision oblige le réalisateur à découper le tableau en parcelles qui, pour demeurer déchiffrables, doivent éliminer une partie des informations précédemment écrites. Remarquons d'abord que si la distance élève-téléviseur n'excédait pas six diagonales d'écran, si les téléviseurs étaient tous protégés contre les reflets des fenêtres ou des lampes électriques, il serait possible de garder leur lisibilité à des vues plus larges du tableau, vues que réclame l'enseignement supérieur. Pour certains, la projection sur grand écran semble être la solution. Elle suppose, encore actuellement, une modification radicale de l'éclairage des salles qui permette de prendre des notes sans éclabousser un écran où se projette une image beaucoup moins lumineuse que celle offerte par les téléviseurs.

On peut se demander, d'ailleurs, si l'idéal est bien de restituer la vue d'ensemble du tableau. En effet, des téléspectateurs affirment que l'attention se trouve concentrée par la mise en image. Certains précisent que leur prise de notes en devient plus rationnelle, et, parmi ceux-là même qui dénoncent la division parcellaire du tableau, il en est qui signalent : « cet inconvénient présente un avantage ». En effet, s'il ne leur est guère possible de revenir en arrière en dehors de la volonté du professeur, ils suivent mieux les intentions de celui-ci car ils ne sont pas tentés de négliger l'essentiel pour retrouver, par exemple, des détails de calcul. Il serait intéressant d'étudier si un cours spécialement conçu pour la télévision peut donner de meilleurs résultats que le cours traditionnel, justement parce qu'il mobilise une attention qui s'éparpille dans un amphithéâtre. N'est-il pas tentant d'essayer d'élaborer les éléments d'une pédagogie nouvelle ?

La diffusion des cours de Mathématiques et d'Electronique sur la 2e chaîne a ouvert l'enseignement du C.N.A.M. à un plus vaste public. Les cours ont commencé pratiquement sans publicité et pourtant les téléspectateurs et de nombreux organismes ont spontanément marqué leur intérêt pour cette expérience. Des étudiants du C.N.A.M. qui avaient abandonné les cours à cause des difficultés de transport ou de problèmes familiaux se sont remis au travail à domicile. Des personnes qui ignoraient les possibilités de promotion offertes par le Conservatoire, ont repris leurs études. Des cadres de l'industrie et du commerce, des professeurs, des instituteurs, des scientifiques, ...des médecins, suivent les émissions, non pas pour se présenter à un examen, mais pour s'informer (pour certains, ces cours constituent des éléments importants de recyclage). Beaucoup de lettres ont témoigné une grande satisfaction devant pareille initiative et exprimé le regret de n'avoir pu en bénéficier plus tôt. Certaines demandent la multiplication des cours et leur diffusion sur l'ensemble du réseau.

8. Conclusion

Commencées dans le scepticisme, les expériences du C.N.A.M. ont montré que la télévision est à même de généraliser la promotion supérieure du travail et de jeter les bases d'une éducation permanente. Les résultats très encourageants déjà obtenus, la satisfaction mainte fois exprimée des usagers permettent d'espérer un grand succès pédagogique si les moyens sont donnés de réaliser un enseignement télévisuel de vaste audience.

Deux ans d'expérience de cours télévisés dans une entreprise

G. VASSALLO

Ingénieur E.S.E., Direction des Etudes
Société Industrielle Bull-General Electric

1. Préambule

A l'exemple de beaucoup d'entreprises de la Construction Electrique, la Compagnie BULL-GE dispense à ses Ingénieurs et Techniciens de nombreux cours de perfectionnement traitant surtout des nouveautés en matière de technologies des calculateurs ou d'organisation des systèmes à traiter l'information. Ces cours variés sont enseignés pendant l'horaire normal de travail. Ils ne donnent lieu ni à des examens, ni à des diplômes. Parallèlement à cette formation, et aussi à l'exemple de beaucoup de ses semblables, le Comité d'Etablissement de l'Entreprise BULL-GE, par l'intermédiaire de sa Commission de Formation et en liaison avec le Service Formation de l'entreprise, assure le soutien de tous les membres du personnel désireux d'améliorer leur niveau de compétence par la fréquentation des cours de Promotion Sociale dispensés par les Pouvoirs Publics et sanctionnés par des examens et des diplômes (cours du soir dans les Lycées Techniques, cours du Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM), cours du Centre National de Télé-Enseignement de Vanves). En 1962, le Comité d'Entreprise établit des accords avec le CNAM, l'autorisant à enseigner, sur les lieux mêmes de l'usine, les cours de mathématiques préparatoires et de mathé-

matiques générales 1re année. Quelques années plus tard, après environ une année d'études et de démarches, le Comité inaugurait fin 1965 dans les locaux de l'entreprise, 23 rue du Surmelin Paris-20e, un centre annexe du CNAM, ouvert aussi bien aux étudiants de l'entreprise qu'à ceux de la zone Nord-Est de Paris. Depuis lors, ce centre est en exploitation permanente et constitue une expérience originale dont nous allons parler.

2. Motifs de cette installation

Ces motifs sont, d'abord, tout naturellement les mêmes que ceux qui ont poussé le CNAM à installer en 1963 et 1964 dans la périphérie de Paris huit centres associés de réception de cours télévisés, à savoir :

— réduction des temps de trajet des élèves,

— amélioration des conditions dans lesquelles l'enseignement est dispensé (poste de travail plus confortable, meilleure qualité de la réception visuelle et auditive),

— possibilité d'assurer sur place des répétitions à des groupes d'élèves plus restreints et par là de mieux contrôler l'enseignement donné, de corriger les erreurs dès leur apparition, bref de soutenir efficacement les étudiants.

Mais d'autres raisons nous ont aussi incités à prendre cette initiative car :

— c'était nouer un lien de plus entre Enseignement et Industrie, en particulier par les contacts qui s'établiraient entre les professeurs du CNAM, titulaires des cours, et les assistants, tous ingénieurs dans l'entreprise. Une telle liaison nous a d'ailleurs permis de proposer au CNAM le programme d'un cours dans le domaine de l'Electronique, dit « Electronique des Impulsions » et de le faire accepter. Ce cours est enseigné au CNAM depuis cette année par un ingénieur de notre société ;

— c'était donner aux ingénieurs de l'entreprise la possibilité d'enseigner et par là même de tenir à jour leurs connaissances et les approfondir,

— c'était surtout concrétiser, vis-à-vis du personnel de notre entreprise, l'importance et la nécessité de la formation permanente afin de l'inciter, pour sa propre sauvegarde, à y participer ;

3. Description de l'installation

On sait que la transmission commence, dans l'amphithéâtre où le cours est enseigné, par prise directe de l'image et du son, et envoi vers un poste de mixage et de retransmission, situé dans les locaux du CNAM. Ce poste, appelé « Régie », assure l'émission vers la Tour de Meudon. Une liaison hertzienne relie cette dernière au centre annexe Paris-20e.

Nous limiterons notre exposé à décrire l'installation et l'exploitation du Centre de la rue Surmelin.

3.1. La partie hertzienne

La liaison est faite en modulation de fréquence dans la bande 6135 à 7425 MHz ; puissance de l'émetteur : 1 W. L'équipement émetteur-récepteur est le modèle TF 112 de la CSF. La maintenance en est assurée par les P.T.T.

L'Antenne

Réception à vue sur antenne parabolique diamètre 1,80 m placée sur le toit de l'usine (fig. 1). Transmission par un guide d'onde d'environ 5 m de longueur à la baie du « récepteur » placée sous abri, à proximité.

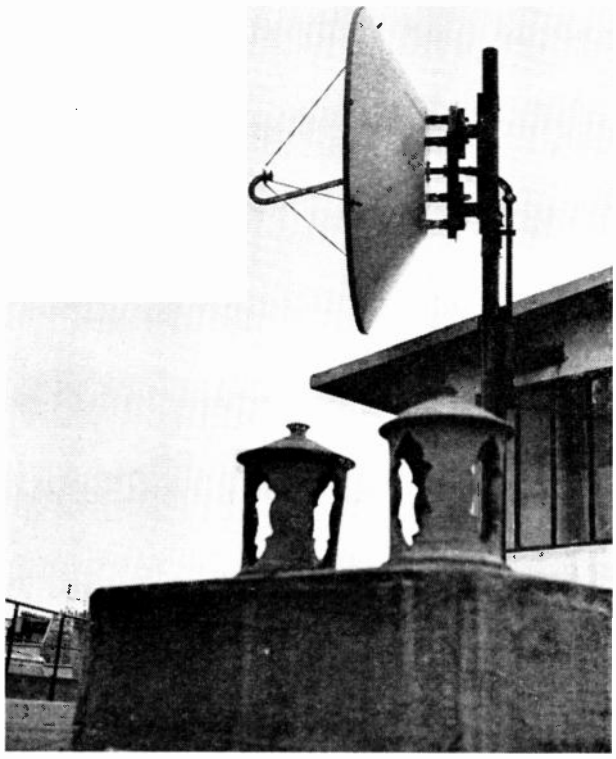


Fig. 1. — Antenne de réception

Le Récepteur hertzien

Présentation en baie standard 19 pouces, empilage 40 unités (fig. 2). Consommation 250 W sur secteur monophasé industriel. Fréquence intermédiaire 115 MHz.

Sortie sur voie image : impédance 75 Ω, bande passante 8 MHz ;

Sortie sur voie son : impédance 200/600 Ω symétrique ; réponse de −1,5 à +1 dB et distorsion harmonique totale de 1,5 % dans une bande de 40 à 12 000 Hz. Le récepteur est télécommandé depuis la salle de cours. Il est en permanence sous tension.

3.2. La partie Récepteurs TV, salle de cours

Deux liaisons coaxiales de 50 m de longueur environ relient le récepteur hertzien TF 112 aux trois téléviseurs et aux deux colonnes sonores de la salle de cours.

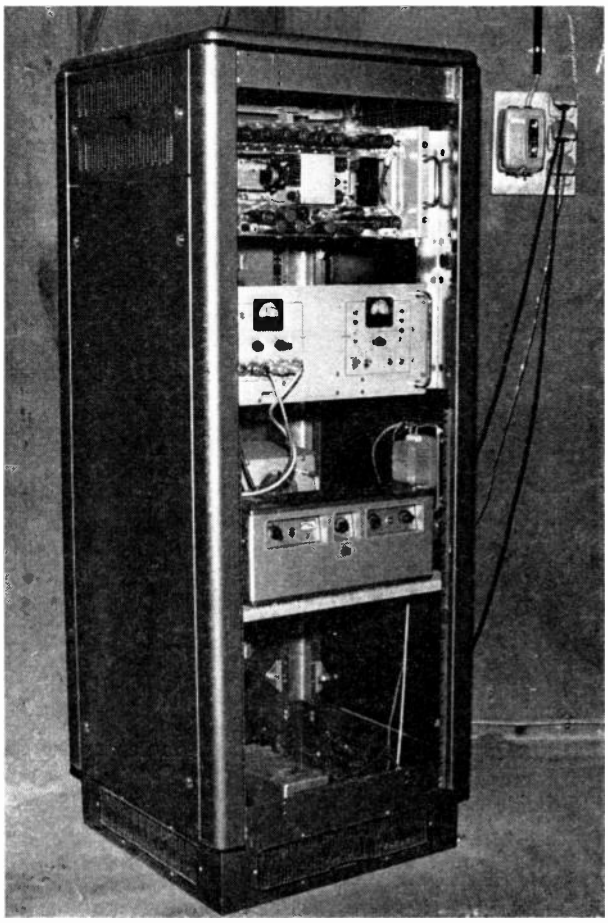


FIG. 2. — Le récepteur hertzien TF 112.

Ces appareils sont disposés radialement autour d'un pilier (fig. 3).

FIG. 3. — Disposition des téléviseurs.

Les téléviseurs

De type RV 172, présentation industrielle, tubes de 72 cm, balayage 819 lignes, format et luminosité de l'image stabilisés ; alimentation sur secteur régulé. Entretien par le constructeur (CSF).

La salle de cours

Elle est agencée pour recevoir 80 auditeurs. Un éclairage d'ambiance et un éclairage de travail sont prévus. Les élèves disposent de fauteuils à tablette ou de tables individuelles. La salle possède une liaison téléphonique directe avec la Régie du CNAM ; elle est directement accessible aux étudiants extérieurs à l'entreprise, sur présentation de leur carte.

Les annexes

Deux salles, de 30 places chacune, contiguës à la salle de cours TV ont été installées et permettent d'assurer les répétitions, soit avant, soit après les cours, selon l'heure de leur diffusion. Une troisième salle tampon est nécessaire dans le cas où l'on a affaire à une assistance nombreuse exigeant de scinder le groupe en deux au moment des répétitions.

Une petite bibliothèque fonctionne en régime de consultation ou de prêt au profit des assistants et des étudiants.

4. Fonctionnement

4.1. Déroulement des séances

Du lundi au vendredi, les cours ont lieu tous les soirs à partir de 18 h. Le samedi, ils ont lieu toute l'après-midi. Ils sont gratuits pour tous. L'assiduité des étudiants est contrôlée par les assistants, qui suivent régulièrement le cours télévisé. Les répétitions sont pratiquement obligatoires ; elles durent entre une demi-heure et une heure et de nombreux exercices d'application y sont pratiqués. Certaines donnent lieu à des exercices écrits avec corrigé la semaine suivante. Depuis l'année 1965, douze ingénieurs de notre entreprise ont assuré, avec l'agrément du CNAM, les fonctions d'assistant.

4.2. Organisation

Le centre est sous la responsabilité d'un directeur assisté d'un adjoint et d'une secrétaire. Il gère administrativement les étudiants et les assistants (inscriptions, livres, statistiques, documentation, honoraires).

4.3. Financement

Les équipements et leur installation ont été financés par le Comité BULL-GE ; les locaux, par l'entreprise. La redevance des P.T.T. est payée par le CNAM pour l'entretien de tout le système de transmission.

Les honoraires des assistants sont pris en charge par le CNAM et le Comité d'établissement. L'imputation à l'un ou l'autre de ces deux organismes est fonction de la proportion des étudiants BULL-GE dans chaque cas.

5. Bilan de l'année 1965 - 1966

Sept cours magistraux de 40 séances chacun furent diffusés qui intéressaient les mathématiques, la physique, la radio-électricité et la chimie. Ils totalisaient par semaine, 13 séances d'une heure et quart.

275 élèves étaient présents au début de l'année ; 144 furent inscrits à l'examen et 60 furent reçus soit 42 % des inscrits et 22 % de l'effectif initial. Les étudiants de notre entreprise représentaient 40 % des inscrits et 50 % des reçus.

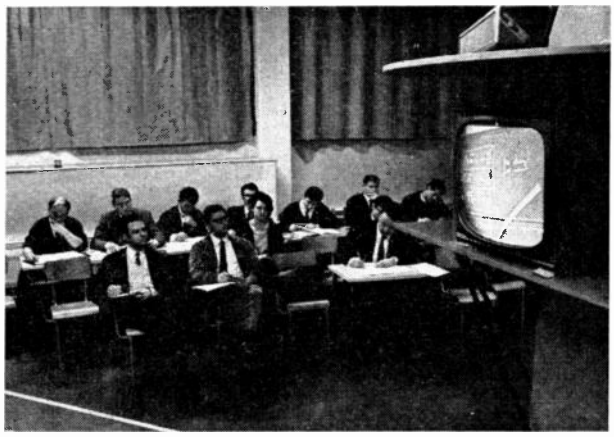


FIG. 4. — Télétransmission d'un cours de radioélectricité

Ce premier résultat ne laisse pas d'être très encourageant. Une comparaison faite avec l'enseignement non télévisé du CNAM montre que :

— l'assiduité, exprimée par le rapport entre les élèves inscrits en début d'année et les élèves inscrits à l'examen, est meilleure pour le cours télévisé,

— la proportion de réussites à l'examen, en regard du nombre d'inscrits en début d'année est de 22 % pour le centre Paris-20e contre 15 % pour les mêmes disciplines enseignées en amphithéâtre.

Il est certain que ce progrès est dû à l'amélioration des conditions de travail des élèves et aux répétitions en petits groupes qui permettent aux assistants de bien connaître leurs étudiants, donc de mieux les aider techniquement et moralement.

6. Opinion des élèves et des assistants sur cette pédagogie

Nous avons demandé à l'un des assistants de nous résumer ce que pensent ses collègues et les étudiants de cette méthode d'enseignement et nous transcrivons ici ses paroles :

« L opinion des élèves varie entre les premiers cours et les suivants. En effet, les élèves habitués aux cours dispensés de la façon classique, trouvent les cours télévisés plus fatigants car l'attention est plus soutenue et attachée à une surface très petite (celle de l'écran). En outre, l'écran ne laisse voir qu'une fraction du tableau sur lequel le professeur écrit, ce qui oblige la caméra à défiler le long du tableau. Ceci astreint l'élève à prendre des notes plus rapidement que lors d'un cours dispensé en amphithéâtre. Certes, la caméra revient sur les formules déjà écrites au tableau, mais comme cela se produit à un moment où le professeur donne des explications orales, l'attention de l'élève se trouve alors stimulée sur deux sens, la vue pour l'écran et l'ouïe pour les explications verbales.

« Il semble cependant que cet effort supplémentaire soit payant car l'élève enregistre mieux et plus vite. La surprise et le doute, manifestés au premier cours disparaissent très vite.

« L'opinion des assistants est un peu différente. La première fois qu'un assistant suit un cours télévisé, il a l'impression d'être un auditeur et rien de plus. Néanmoins cette opinion évolue vite car l'assistant doit retenir telle explication ou telle démonstration donnée par le professeur, afin de pouvoir répondre aux questions que lui poseront les élèves, après la séance de cours. Il doit prévoir ces questions et retenir de ce qu'il écoute, ce qu'il pourra restituer dans les exercices et les problèmes qu'il fera faire au cours des séances d'exercices suivantes. Cela l'oblige à bâtir sa leçon d'une façon différente.

« Il ne faudrait pas en déduire que son autonomie est réduite car, s'il doit respecter le programme et les notations du professeur, il doit aussi le compléter, le faire revivre à l'aide d'exemples bien choisis.

« L'assistant reste en liaison étroite avec le professeur. Ces liaisons, soit directes, soit épistolaires, sont très régulières et tiennent le professeur au courant des réactions qu'ont eues les élèves, des questions qu'ils ont posées sur telle partie du cours, mal ou trop rapidement ou encore trop lentement exposée. Elles le tiennent aussi au courant du travail des élèves (notes de devoirs, assiduité) ou de leurs problèmes personnels (s'il y en a). En fin d'année l'élève, certes, est jugé sur sa copie d'examen, mais il n'est pas un inconnu ».

7. Perspectives

Actuellement, seules les disciplines fondamentales sont télévisées. Mais, dans beaucoup d'entreprises comme la nôtre, on trouve aujourd'hui plus d'étudiants inscrits dans les cours de spécialité que dans les cours de base.

Etendre donc progressivement aux cours de spécialité les plus fréquentés la transmission télévisée, est un pas qu'il serait bon de franchir. Ceci conduirait à pratiquer une transmission différée ; probablement pendant les heures normales de travail. Mais ces deux obstacles ne semblent pas insurmontables, compte tenu de la volonté de plus en plus affirmée des entreprises de pointe, de consacrer d'importants budgets à la formation de leur personnel.

D'une façon plus générale, on peut imaginer d'autres utilisations ; par exemple :

— retransmission d'autres enseignements (Faculté, grandes Ecoles),

— retransmission des programmes des chaînes nationales au moment de la coupure de midi,

— fonctionnement en circuit interne dans l'entreprise pour des démonstrations commerciales, des illustrations, des projections agrandies.

En conclusion, nous jugeons bénéfique l'introduction dans l'entreprise de ce nouveau moyen de formation, mais son efficacité est étroitement dépendante de la qualité des assistants et de l'intensité des échanges qu'il doit provoquer avec le Conservatoire National des Arts et Métiers.

WRH

La Polyvision

M. SOLLIMA

Ingénieur en Chef de la Compagnie Française
Thomson Houston - Hotchkiss Brandt

1. Introduction

Parmi toutes les évolutions, plus ou moins rapides, qui bouleversent sous nos yeux notre mode d'existence, celle qui concerne l'enseignement est l'une des plus profondes. Non seulement le nombre des élèves s'accroît de façon spectaculaire, mais la variété et le niveau des études qu'ils réclament fait éclater les méthodes traditionnelles d'enseignement.

Parmi les « remèdes », ou mieux les progrès, qui permettront de faire face à cette nouvelle situation, la télévision doit occuper une place de choix. De nombreuses réalisations ont d'ailleurs déjà donné des résultats passionnants, dont certains articles de cette revue rendent compte de façon convaincante.

Mais nous ne sommes qu'au début de cette nouvelle ère, et bien des progrès sont encore nécessaires et possibles pour exploiter de la façon la plus heureuse toutes les possibilités qu'apporte la télévision. C'est une tâche exaltante, et qui devient réellement urgente, car la poussée démographique est irrésistible.

Parmi tous ces progrès, ceux qui sont relatifs aux matériels concernent tout spécialement les électroniciens. Malheureusement les conditions d'emploi de la télévision pédagogique sont si variées qu'il serait vain de rechercher « le » matériel idéal.

C'est ainsi que les grands amphithéâtres sont fréquemment équipés de projecteurs sur grand écran pour télévision en couleurs, malgré leur prix élevé. A l'autre bout de l'échelle, un simple récepteur du type domestique suffit pour l'enseignement par petits groupes. L'obligation ainsi faite aux quelques élèves d'être au coude à coude devant le petit écran contribue même à créer l'esprit d'intimité recherché.

Mais, entre ces deux extrêmes, figurent les innombrables classes de type courant. Si le nombre de celles qui sont aujourd'hui munies de la télévision est relativement infime, c'est par milliers qu'il faudra les équiper demain. Or il faut bien avouer que rien de spécial n'avait été prévu jusqu'ici pour ce cas moyen qui représente pourtant l'immense majorité des applications potentielles de la télévision pédagogique.

2. Difficultés d'équipement des classes courantes

Le problème n'est pas simple car il comporte de très nombreuses exigences, souvent contradictoires. L'une d'elles, et non des moindres, concerne d'ailleurs le prix, dont l'importance est d'autant plus grande qu'il s'agit d'installations très nombreuses.

Techniquement on dispose de trois types d'appareils pour équiper une salle de cours : les récepteurs cathodiques, les projecteurs cathodiques, les projecteurs Eidophore.

● Les récepteurs cathodiques, universellement utilisés pour la télévision radiodiffusée, sont à la fois les plus simples, les plus fiables et les plus économiques, même en tenant compte de l'utilisation habituelle de plusieurs récepteurs par local d'enseignement. Ils donnent une définition et un contraste excellents et se prêtent très bien à la couleur. De plus, ce sont les seuls à pouvoir être utilisés en lumière naturelle ou sous fort éclairage artificiel, par suite de leur exceptionnelle luminosité. Par contre, les dimensions des images sont très limitées (de l'ordre de 50 cm de base) et la face avant de leur tube cathodique donne des reflets gênants des lumières de la salle et des fenêtres éclairées.

● Les projecteurs cathodiques permettent d'obtenir des images beaucoup plus grandes (1 à 2 m de base) en projetant sur un écran mural l'image d'un petit tube cathodique à régime très poussé. Malheureusement, la luminosité obtenue est beaucoup plus faible que celle des projections cinématographiques usuelles, car la puissance appliquée au tube ne dépasse généralement pas 10 ou 20 W pour ne pas brûler la couche lumineuse. Il est donc indispensable de réaliser dans le local une obscurité presque complète. D'autre part, les optiques à très grande ouverture qu'ils utilisent entraînent une perte plus ou moins grande de la définition et du contraste. Enfin ce système ne permet pas la couleur.

● Les projecteurs Eidophore sont, techniquement, très supérieurs aux précédents. Grâce à l'emploi d'une source lumineuse très puissante (arc au xénon de 1,5 ou 2,5 kW) dont la lumière est modulée par une couche d'huile électrisée, ils permettent d'obtenir sur un écran mural de plus de 5 m de base un éclairement comparable à celui des projecteurs cinématographiques. Ces appareils, qui conviennent très bien à la couleur (tout au moins avec le procédé séquentiel), constituent la solution idéale pour les grands amplithéâtres, où ils sont pratiquement irremplaçables. En contrepartie, leur prix est notablement plus élevé que celui des deux systèmes précédents et leur relative complexité exige un personnel d'exploitation et d'entretien qualifié.

En définitive, il semble bien que, dans le cas des salles de cours de type courant, seuls les récepteurs cathodiques sont utilisables. Et cela non seulement par suite de leur prix moindre, seul compatible avec les crédits prévisibles dans l'enseignement secondaire ou technique, mais aussi pour éviter d'avoir à faire

l'obscurité dans la salle. On sait quel changement d'atmosphère se produit lorsqu'un groupe d'étudiants est placé dans le noir, et quelle fatigue il en résulte si l'enseignement se prolonge dans de telles conditions. La prise de notes y est d'ailleurs difficile ou impossible.

Mais l'emplacement de ces récepteurs dans la salle de cours ne peut pas être arbitraire. En général, l'enseignement par télévision doit être compatible avec l'enseignement traditionnel. Il vient, le plus souvent, s'ajouter dans une salle qui, par ailleurs, doit pouvoir donner lieu à des cours au tableau, à des projections ou à des expériences de démonstration. Une première difficulté provient donc de ce que les récepteurs doivent être placés de façon à ne gêner aucune de ces autres activités, ce qui limite étroitement les emplacements possibles.

En général, on place deux récepteurs de part et d'autre du tableau noir, et on dispose les autres récepteurs, s'il y a lieu, sur les murs latéraux de la salle. Cette disposition, à peu près inévitable jusqu'ici, offre de très nombreux inconvénients, que les enquêtes effectuées auprès des élèves confirment systématiquement.

Certains récepteurs reçoivent directement la lumière du jour des fenêtres, ce qui provoque une très forte diminution du contraste de leur image. Force est donc de disposer de stores assez opaques pour atténuer notablement l'éclairement naturel de la salle. Tous les récepteurs réfléchissent sur leur face avant l'image des fenêtres éclairées ou des luminaires allumés, il en résulte une gêne et une fatigue visuelle qui rendent pénible l'usage prolongé de la télévision.

Certains élèves, très peu nombreux, sont dans la position optimale de vision. Tous les autres sont dans une position différente, moins bonne ou nettement mauvaise. Certains doivent lever ou tourner franchement la tête pour voir le récepteur, d'autres sont trop près, mais les plus nombreux sont trop loin et ne peuvent pas voir les détails de l'image. Cette situation est encore aggravée par la gêne apportée par les têtes des voisins, qui peuvent masquer le récepteur. Cette gêne est d'autant plus grande que l'élève considéré est plus loin. On ne peut guère améliorer la situation en surélevant les récepteurs, car les élèves proches auraient alors à lever trop fortement la tête pour les voir.

A priori, on pourrait s'étonner de cette dernière difficulté car, de temps immémorial, les élèves regardent le tableau noir entre les têtes de leurs camarades placés en avant d'eux. Mais, outre que nul n'a jamais prétendu qu'une telle pratique, imposée par nécessité, était bien agréable, on constate que la situation est beaucoup plus grave lorsqu'il s'agit de télévision. En effet le tableau noir, très grand, ne peut être masqué que par parties, et surtout les écrits au tableau demeurent visibles très longtemps, ce qui permet à l'élève gêné par les voisins de faire les mouvements successifs propres à corriger cette gêne. Tandis que les images d'un cours par télévision sont assez fugitives et doivent être lues au fur et à mesure de leur apparition sous peine d'être définitivement perdues.

3. Principe de la Polyvision

Il n'est pas question de prétendre, au vu de l'analyse précédente, que l'enseignement par télévision est impossible dans une salle de cours équipée de récepteurs courants disposés de façon usuelle. De nombreuses expériences jugées satisfaisantes viendraient démontrer le contraire, mais il est incontestable que, dans une telle salle, l'enseignement par télévision est relativement inconfortable, et surtout très inégalement inconfortable suivant l'emplacement de l'élève. Une telle situation est doublement regrettable. D'une part, elle ajoute une inégalité des places assises à l'inégalité irrémédiable des aptitudes intellectuelles, laquelle suffit déjà pour compliquer largement le problème. D'autre part, ces insuffisances de la télévision viennent renforcer le sentiment de frustration que cause à l'élève l'absence du professeur. La télévision est alors facilement accusée d'être un pis-aller destiné à pallier, tant bien que mal, la pénurie de personnel enseignant qualifié.

Bien entendu l'inconfort dont il vient d'être parlé, et ses conséquences, dépendent beaucoup de la nature des cours télévisés et de leur durée. Pour les séances récréatives, ou pour les cours dans lesquels l'image n'est qu'un support accessoire de la parole, les élèves se plaignent peu, ou pas du tout ; surtout si ces activtiés n'ont lieu que quelques heures par semaine. Mais il en va tout autrement pour l'enseignement des mathématiques ou des sciences, lorsque toute l'intelligence du sujet tient aux moindres détails des figures ou des formules. Et pour peu qu'un tel enseignement télévisé se généralise dans les programmes (ce qui sera de plus en plus le cas) les mauvaises conditions de lecture deviennent proprement intolérables.

C'est essentiellement pour résoudre ce problème qu'a été conçue la Polyvision Thomson. Sans prétendre, comme il est d'usage pour toute nouvelle invention, qu'elle élimine tous les défauts sans apporter le moindre inconvénient, nous pensons qu'elle représente un progrès décisif dans la réception de la télévision pédagogique.

L'étude a commencé par la détermination de la distance optimale de lecture. Bien entendu, tous les essais ont été faits en 625 lignes pour tenir compte de la deuxième chaîne, de la future couleur, et de la modification ultérieure probable de la première chaîne.

Cette distance optimale dépend essentiellement de la dimension de l'écran. En outre, l'acuité visuelle de l'élève, le niveau d'éclairement de l'écran et son contraste interviennent plus ou moins, mais l'influence globale de ces derniers facteurs est généralement faible.

Pratiquement on constate que la meilleure lecture des détails a lieu à une distance égale à cinq fois la base de l'écran. Au-dessous de cette distance, le lignage devient visible, ce qui cause une grande gêne, sans pour autant montrer de nouveaux détails puisque ceux-ci ne peuvent être plus petits que la résolution des lignes. Au-delà de cette distance les détails disparaissent progressivement, et le nombre maximal d'informations transmissibles décroît comme la surface apparente de l'écran, donc en raison

inverse du carré de la distance. Ainsi à dix fois la base de l'écran, on ne peut plus percevoir que le quart du nombre maximal d'informations.

Pour un tube cathodique du type le plus courant (59 cm), la base del 'image a environ 48 cm. La distance optimale de vision est donc de 2,40 m environ. Or il n'est pas rare, dans les installations habituelles, que certains élèves soient assis à 7 ou 8 m du récepteur le plus proche. Ces élèves ne voient donc pas plus de détails que si la télévision avait 200 lignes environ au lieu de 625. Ce qui oblige à choisir entre deux solutions également mauvaises. Ou bien transmettre des images convenant aux élèves les plus proches, mais dont les petits détails ne pourront pas être lus correctement par les élèves éloignés. Ou bien grossir beaucoup toutes les images à la prise de vue, ce qui ne permet de montrer simultanément sur l'écran qu'une seule formule (si elle n'est pas trop longue) et généralement une portion seulement des figures, causant ainsi une grande gêne pour tous les élèves.

Pour éviter un tel inconvénient, que nous jugeons prohibitif pour l'enseignement des mathématiques et des sciences, une idée vient aussitôt à l'esprit : doter chaque élève d'un petit récepteur individuel placé sous ses yeux, au meilleur emplacement et à la meilleure distance. Une telle solution sera peut-être réalisable un jour lorsque des progrès techniques spectaculaires auront été accomplis. Mais pour le moment elle est absolument utopique, et pour de multiples raisons : prix prohibitif, fragilité des récepteurs placés à portée de la main, soucis de l'entretien d'un très grand nombre de récepteurs, encombrement de pupitres généralement à peine suffisants pour poser un cahier, reflets des lampes de la salle sur la face avant des récepteurs, etc.

Pourtant ce récepteur individuel irréalisable était bien tentant. Et c'est de là qu'est née l'idée de la Polyvision. Au lieu de munir chaque élève d'un récepteur nous l'avons doté d'un miroir individuel dans lequel il regarde un récepteur collectif suspendu au plafond, face en bas.

Cette idée, fort simple mais absolument nouvelle, présente une première particularité : elle utilise la seule surface de la classe pratiquement inoccupée: le plafond. Et ce plafond jouit de la propriété unique d'être à une distance à peu près uniforme des yeux de tous les élèves, quelle que soit la grandeur de la salle, donc le nombre d'élèves. Autrement dit, l'originalité consiste à utiliser la hauteur, troisième dimension de la salle, jusqu'ici inemployée.

Mais les vertus de la Polyvision devaient, à l'étude, se révéler plus nombreuses et très importantes. Certaines propriétés n'étaient même pas prévisibles, et seule l'exploitation réelle qui en a été faite pendant deux années scolaires (1) a permis de les constater.

(1) Installation effectuée à l'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée de Clichy pour la réception des cours magistraux du Conservatoire National des Arts et Métiers.

4. Réalisation pratique de la Polyvision

Les récepteurs utilisés sont, à des détails près, très semblables aux récepteurs domestiques courants ; une attention particulière étant toutefois apportée à leur stabilité et à leur fiabilité. Ils sont munis du tube cathodique classique : 59 cm plat, rectangulaire autoprotégé. Bien entendu, les ouvertures d'aération sont adaptées à la position inhabituelle d'emploi : le tube cathodique ayant son axe vertical et son écran tourné vers le bas. De plus, le sens du balayage-image est inversé de façon à compenser l'inversion optique que produit la vision dans un miroir.

Ces récepteurs sont suspendus au plafond de telle sorte que leur écran soit à environ 2,80 m du sol. Une telle hauteur, optimale comme nous le verrons pour la distance de vision, offre l'avantage de dégager totalement la classe pour les autres emplois. En effet les récepteurs ainsi placés ne masquent pas le tableau noir, et peuvent demeurer en place en permanence, connectés à des lignes fixes au plafond. Ils sont, de plus, hors de portée des élèves, ce qui évite de nombreux incidents d'exploitation.

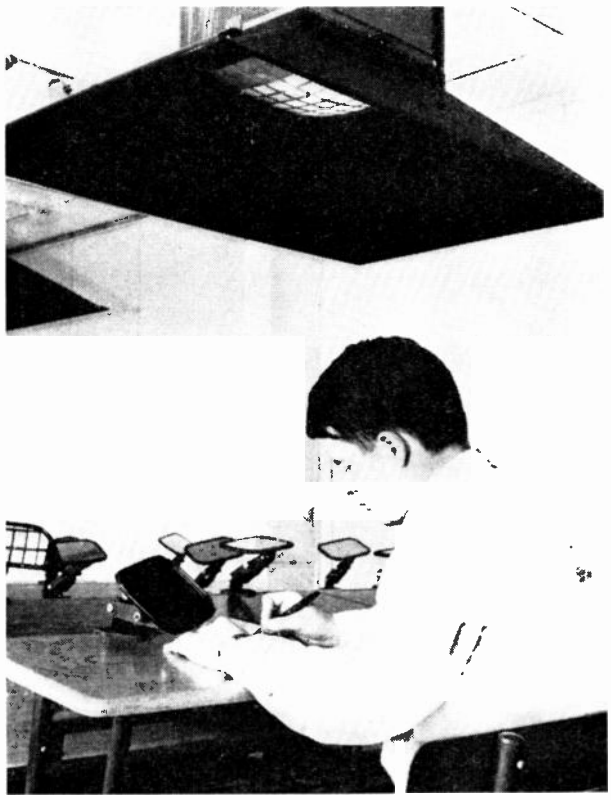


FIG. 1.

Une vaste jupe (0,85 × 1,10 m) très évasée entoure l'écran du tube cathodique. La face inférieure de cette juge est peinte d'une couleur très foncée pour créer autour de l'image une zone sombre qui joue un grand rôle dans le confort de la vision. Les luminaires qui éclairent la salle peuvent être de type quelconque et placés n'importe où entre les différents récepteurs.

L'expérience montre que, pour obtenir une vision très confortable à toutes les places, il faut prévoir

un récepteur pour 15 à 18 élèves (selon la disposition des bancs). Une classe de 60 élèves exige donc quatre récepteurs. Mais, comme il a été dit, la Polyvision convient parfaitement pour toutes les salles à plancher plat ou à faibles gradins, quelles que soient leurs dimensions, même très grandes. Par contre, son emploi est plus difficile, ou impossible, dans les grands amphithéâtres à forte pente.

Le miroir individuel destiné à chaque élève ressemble, en gros, à un rétroviseur d'automobile, mais est un peu plus grand (12 × 19 cm). Il est monté sur un support articulé amovible. En quelques instants l'élève peut lui donner la position, l'inclinaison et l'orientation qui conviennent le mieux à sa stature et à sa position par rapport au récepteur. Ces miroirs sont fixés par une pince sur la table de travail ; ils peuvent donc s'enlever instantanément. D'autre part, leur support forme un col de cygne sous lequel passe librement le cahier de l'élève. La surface utile de la table, souvent limitée, n'est donc en rien diminuée et la prise de notes n'est pas gênée.

Enfin, le professeur, ou le moniteur, dispose d'une petite console de commande près de son pupitre.. Cette console comporte un récepteur de contrôle qui lui permet de suivre dans les meilleures conditions l'émission de télévision qu'il est chargé de surveiller ou de commenter.

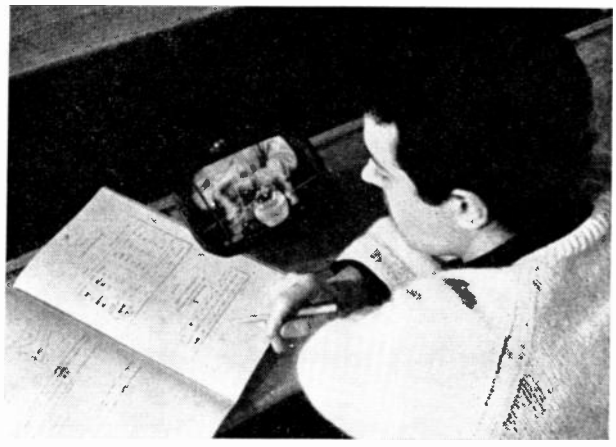


FIG. 2.

5. Résultats d'exploitation de la Polyvision

Lorsqu'on pénètre dans une salle de cours équipée en Polyvision, la première impression ressentie est qu'une telle installation n'apporte aucune entrave à l'exploitation de la salle. En aucun point, la circulation n'est gênée puisque rien n'est fixé au sol ou sur les murs. A aucune place, la vision du tableau n'est occultée, ni par les récepteurs ni par les miroirs. Et ceux-ci, portés par leur col de cygne, ne diminuent en rien la surface utile de la table pour la prise de notes. Il est donc possible d'alterner ou d'enchaîner l'enseignement classique et la télévision sans manœuvre et sans la moindre gêne.

Lorsque l'élève s'assied à une place, quelle qu'elle soit, il lui est extrêmement facile de placer et d'orienter son miroir pour une parfaite vision binoculaire de l'écran du récepteur qui dessert cette place. Les bords du miroir, réglés parallèlement aux lignes de l'image, s'avèrent même très utiles pour guider le regard au moment où il se porte sur l'image.

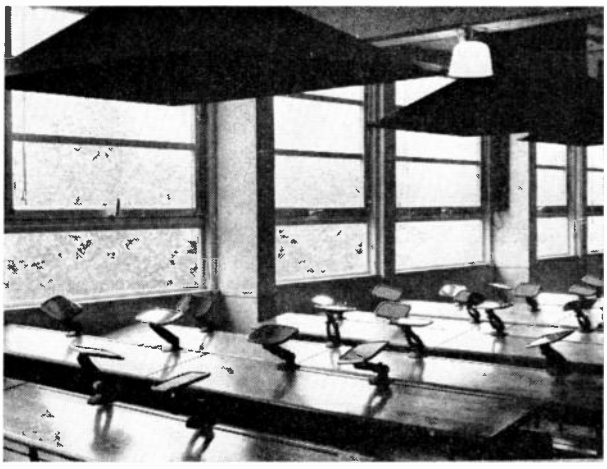


FIG. 3.

La distance de vision, compte tenu de la réflexion dans le miroir, dépend évidemment de la position de l'élève par rapport au récepteur. Mais il est surprenant de constater que, dans une installation normale, à 15 élèves par récepteur, l'élève le plus proche (sous le récepteur) a une distance de vision de 2,30 m alors que, pour l'élève le plus éloigné, cette distance est de 2,75 m ; ce qui correspond à des écarts négligeables par rapport à l'optimum de 2,40 m. L'avantage de cette uniformité de distance de vision est complété par le dégagement total de l'angle de vision de chaque élève, quelles que soient sa place et la stature et la position de ses voisins. Cette propriété fondamentale est due au fait que le récepteur est au plafond, dans une direction verticale ou peu oblique par rapport au miroir. Chaque élève profite ainsi de la totalité des détails transmis par le canal de télévision, sans gêne, ni fatigue oculaire due au lignage.

De plus, la position du miroir est telle que l'élève voit l'image comme dans un livre ouvert sous ses yeux, près de son cahier. Il n'a pas à lever la tête ou à détourner notablement son regard, d'autant plus que son cahier glisse à volonté sous le col de cygne du miroir. Une telle proximité de la source d'informations et de leur enregistrement manuel facilite énormément le travail de l'élève, surtout lorsqu'il s'agit de copier des formules ou des figures complexes. La faible durée d'apparition de ces formules ou de ces figures lorsqu'elles sont transmises par télévision cesse alors d'être un inconvénient.

Mais ce qui frappe le plus l'élève qui utilise pour la première fois la Polyvision c'est l'extraordinaire netteté et contraste de l'image, sans aucun reflet quelles que soient les conditions d'éclairage. Bien qu'il soit d'usage d'atténuer par des rideaux ou des stores la lumière solaire lorsqu'elle est trop vive, les expériences faites en plein soleil ont montré la parfaite lisibilité des images. De même, bien qu'il soit facile de réaliser un éclairage d'ambiance particulièrement adapté à la télévision, l'exploitation en

a été faite avec les luminaires très puissants préexistants, sans la moindre gêne ou le moindre reflet dans les miroirs. Un tel résultat est dû, principalement, aux jupes qui empêchent la lumière des fenêtres ou des luminaires de frapper l'écran des récepteurs, et qui évitent de voir dans les miroirs les luminaires ou le plafond éclairé. Mais il est dû aussi au fait que l'élève, conservant la position naturelle de la tête regardant son cahier, n'a dans son champ visuel ni fenêtre ni luminaire, mais seulement la table, le sol ou le dos des voisins ; il n'est donc soumis à aucun éblouissement. De nombreux observateurs estiment même qu'un emploi prolongé de la Polyvision est moins fatigant que l'observation de l'écran de télévision familial.

Pour terminer, il reste à exposer la propriété la plus inattendue de la Polyvision. Si, pendant un cours par télévision, un visiteur pénètre dans la salle, sa plus grande surprise est le peu de perturbation que son entrée apporte. Alors que dans une salle normale la plupart des élèves lèvent la tête, dans le cas de la Polyvision pratiquement personne n'est distrait de son travail. Cela tient en partie au fait que le professeur télévisé n'interrompt évidemment pas son cours. Mais la cause principale est la remarquable concentration que provoque la Polyvision. Chaque élève a « sa » vision, sous ses yeux, libre de tout obstacle. Pour peu que le son soit bon (ce qui était le cas dans l'exemple cité), l'élève, non seulement ne souffre pas de l'absence du professeur, mais éprouve une impression d'intimité, comme si l'exposé n'était destiné qu'à lui seul. Cette sensation étrange est si forte qu'il suffit de s'asseoir quelques minutes et de prendre, s'il y a lieu, des notes, pour la ressentir. Incontestablement la Polyvision qui n'oblige pas l'élève à lever constamment la tête pour voir le tableau en changeant notablement son accommodation visuelle, et à chercher un espace libre entre les têtes des voisins, apporte un confort exceptionnel dans l'enseignement. Celui-ci peut être poursuivi pendant des heures sans autre fatigue que celle qui résulte inévitablement des sujets traités.

Nous pensons qu'il s'agit là de la meilleure consécration du progrès décisif apporté par la Polyvision dans le domaine le moins étudié de la télévision pédagogique : la réception collective.

DOCUMENTATION

Un système de documentation automatique à l'échelle européenne

R.J. DUBON

IBM-France, La Gaude,

A quatre lieues de Nice, derrière les façades de verre et de béton du Centre d'Etudes et Recherches d'IBM France à La Gaude, plusieurs centaines d'ingénieurs travaillent, soit à l'étude de nouvelles technologies, soit à la création de nouvelles machines et au perfectionnement du matériel actuel. Ces chercheurs doivent être aidés. Notre mémoire, aussi bonne soit-elle, n'est pas universelle et la somme des connaissances techniques ne fait que croître chaque jour. Pour résoudre tous les problèmes qui se posent ou peuvent se poser à nous, pour faire face à toutes les situations qui peuvent se présenter éventuellement dans l'exercice de nos fonctions, nous devons nous tenir au courant de tout, aussi bien de l'évolution générale de la technique que des progrès réalisés dans tel ou tel domaine particulier, en un mot, nous devons être parfaitement renseignés.

C'est la raison pour laquelle IBM a décidé de créer deux Centres de Recherche Automatique de l'Information ; l'un, situé à Yorktown (U.S.A.), effectue les recherches documentaires émanant des laboratoires américains, l'autre, situé à La Gaude (Alpes-Maritimes), effectue depuis le 1er février 1965, les recherches pour l'ensemble des laboratoires européens.

Objectifs du Centre de Documentation Européen IBM

Le Service Documentation de La Gaude doit fournir une documentation précise et complète aux ingénieurs et techniciens des laboratoires européens d'IBM.

1. Il permet à n'importe quel ingénieur ou technicien de faire une demande de documentation avec un minimum de temps perdu pour lui-même et pour son service. Si un utilisateur pose une question « raisonnable », il obtient rapidement une réponse « raisonnable ». Cette réponse n'est pas limitée à une simple liste de documents sélectionnés ; elle contient également le numéro d'identification, le ou les auteurs, le titre, la date de publication, le résumé du document sélectionné et le numéro de la microfiche contenant le document complet.

2. Il permet au personnel du service de documentation de traduire les demandes d'information en langage « Homme-Machine ».

3. Il peut exceptionnellement être mis à la disposition des autres bibliothèques régionales (industries, facultés, groupements, etc.) pour les documents non confidentiels.

4. Il permet à l'ingénieur ou au technicien en possession des références demandées de voir les documents complets dans les heures, ou dans les minutes qui suivent.

5. Il permet le rangement des documents dans un espace très réduit.

6. Il dirige immédiatement chaque nouveau document traité vers le personnel susceptible d'en tirer profit.

La figure 1 illustre ces différentes possibilités.

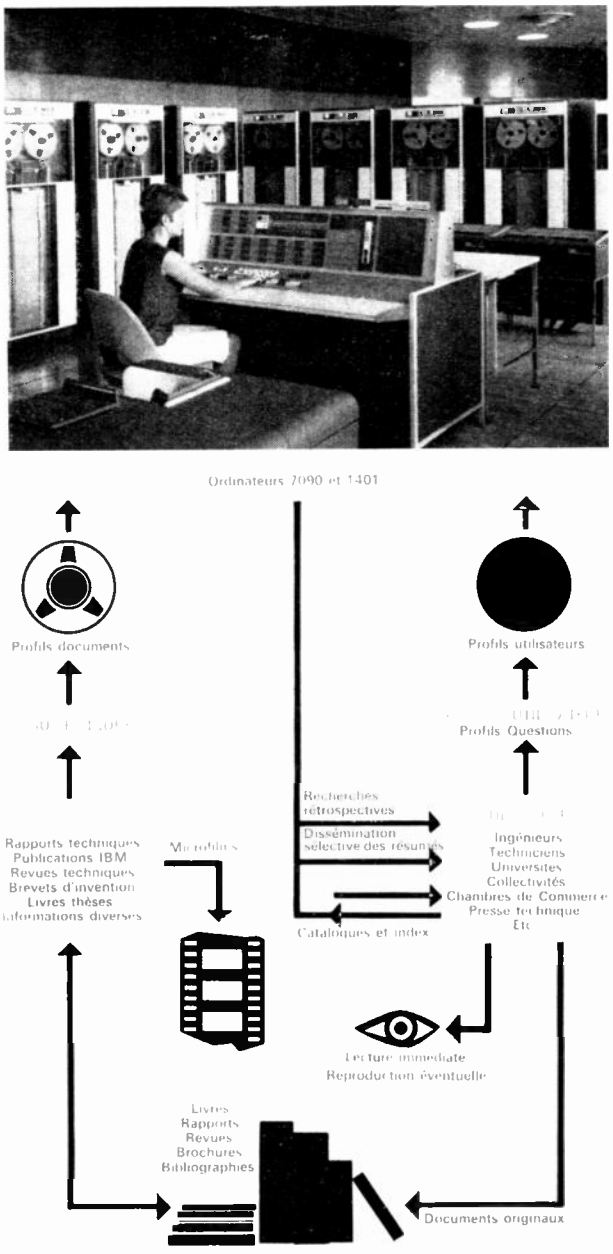


FIG. 1. — L'un des objectifs du Centre : diriger immédiatement chaque nouveau document vers la personne ou le service susceptible d'en tirer profit.

Principe du système utilisé à La Gaude

Le principe du système de documentation automatique utilisé au Centre d'Etudes consiste à représenter chaque document à l'aide d'un résumé et/ou d'une liste de mots-clés.

Le plus grand inconvénient de la méthode traditionnelle d'indexage des bibliothèques est la classification des documents en un nombre de catégories fixe toujours insuffisant.

Théoriquement, un répertoire de ce type se base sur des catégories fondamentales d'information, que l'on peut augmenter au fur et à mesure des besoins des utilisateurs. Parmi les multiples solutions de ce problème, celle qui présente d'habitude le plus d'intérêt est la méthode dite des « mots-clés » ou mieux encore, méthode des résumés.

Méthode des résumés et/ou des mots-clés

Le principe de cette méthode consiste à choisir un résumé et/ou un groupe de mots-clés pour caractériser le contenu d'un document. (Un document représentant n'importe quel mode d'information : livre, article, rapport, lettre, disque, dessin, microfilm, etc.).

La recherche d'information est présentée sous forme de mots-clés qui caractérisent le sujet de la demande. La recherche dans le fichier (constitué de bandes magnétiques) se fait alors par la sélection des documents possédant les mêmes mots que ceux de la demande. Pour effectuer une recherche, la demande devra être établie sous forme d'une combinaison quelconque de mots-clés.

Le même document pourra d'ailleurs être sélectionné au cours d'une recherche d'information totalement différente, pour laquelle la demande aura été établie sous forme d'une combinaison différente de mots caractérisant la question. C'est cette souplesse que l'on appelle quelquefois indexage à plusieurs dimensions, ou à plusieurs faces. Il est plus facile de rédiger un résumé ou de proposer une série de mots-clés pour caractériser une information que de déterminer à quelle catégorie elle appartient.

Par comparaison avec la méthode habituelle des catégories fixées, il apparaît que le travail de classement est considérablement simplifié, et les chances de trouver l'information désirée, beaucoup plus grandes. Naturellement, ce système nécessite toujours des documentalistes compétents, capables d'interpréter les questions posées et de transformer le langage humain en langage machine.

Le documentaliste analyse également les informations « entrant » dans le système et leur attribue un groupe de mots-clés aussi complet que possible et suffisamment précis pour donner une idée exacte du contenu d'un document dont le résumé ne serait pas assez explicatif. Ces mots-clés que les américains appellent « descripteurs » sont donc des suppléments aux résumés des documents soumis à l'analyse ; ils peuvent être déterminés par les connaissances techniques du documentaliste analyseur ou à l'aide d'un thesaurus.

Résumé des documents

Chacun des documents enregistrés par le système est résumé ; parfois le résumé est inclus en tête du document, dans d'autres cas, il est nécessaire d'avoir un résumé aussi court que possible et de ne pas y inclure de symboles spéciaux (lettres grecques, etc.). En général, un style télégraphique est préférable ; cela contraste souvent avec les rapports eux-mêmes qui, la plupart du temps, contiennent une abondance de détails inutiles.

Ainsi par exemple, le Bulletin Signalétique du Centre National d'Etudes des Télécommunications — environ 1 000 résumés — est intégralement mis sur bande magnétique chaque mois.

Le problème des symboles spéciaux a été abordé de façon très particulière ; on écrit le symbole comme s'il était mentionné phonétiquement, ainsi par exemple R^n devient « R puissance n ». Bien que peu commode quelquefois, cette façon de mentionner les symboles spéciaux a l'avantage d'être facilement interprétée par les utilisateurs.

La préparation des cartes perforées

Les documents étant indexés et résumés sont maintenant prêts pour l'opération suivante : la mise sur cartes perforées (fig. 2). Un petit paquet de cartes est préparé pour chaque document ; les informations sont perforées de façon que chaque élément puisse être plus tard extrait et traité.

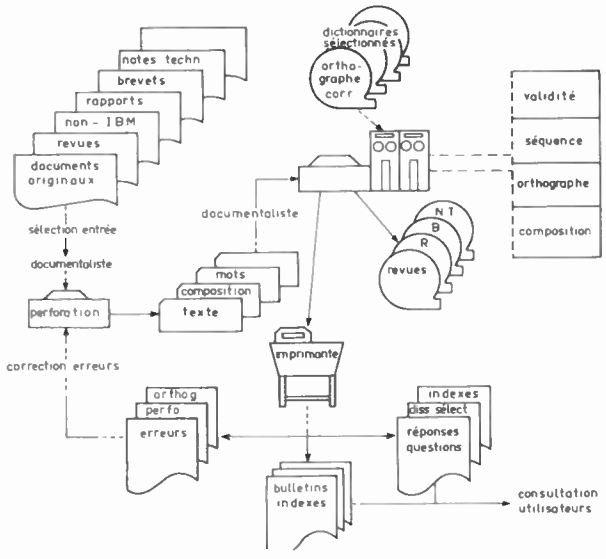


FIG. 2. — Préparation des bandes magnétiques de base et des bulletins.

Ce paquet de cartes perforées devient l'instrument de base dans le traitement de chaque document. Ces groupes de cartes peuvent être utilisés pour la rédaction des listes titres, listes auteurs, listes sujets, listes mots-clés, etc. et autres usages divers. Les cartes peuvent également être converties en bandes magnétiques et, de ce fait, traitées à très grande vitesse.

Le point fondamental est que toute information enregistrée sur carte perforée puisse être traitée rapidement par l'utilisation des aides mécaniques ou électroniques.

La différence fondamentale entre une information imprimée sur une carte et une information perforée réside dans le fait que l'information imprimée ne peut être manipulée ou traitée sans intervention manuelle supplémentaire ; au contraire, l'information sur carte perforée peut être, à volonté, traitée automatiquement par des équipements électroniques ou électromécaniques.

Dissémination sélective des informations

Le concept de base consistant à transmettre un document au chercheur semblant devoir être le plus intéressé par son contenu ne date pas d'hier. Il est évident que tout service de documentation efficient doit être en mesure de pouvoir transmettre automatiquement aux ingénieurs les documents présentant pour eux un certain intérêt.

Si, par exemple, le service de documentation reçoit un nouveau rapport technique traitant de couches magnétiques minces, il doit pouvoir immédiatement le faire parvenir au technicien travaillant dans ce domaine. Cette question a été étudiée et un système électronique permet d'y apporter une solution valable. Il s'agit d'établir pour chaque utilisateur une liste de sujets l'intéressant particulièrement, cette liste peut ensuite être transformée en un PROFIL, c'est-à-dire un groupe de mots-clés (descripteurs) qui, s'ils sont contenus dans un document quelconque, montrent que cet ouvrage présente un intérêt certain pour le chercheur. C'est un peu ce que fait le documentaliste quand il met en parallèle dans sa mémoire les matières ou sujets intéressant certains ingénieurs et les titres des documents qu'il manipule. Il se souvient, par exemple, que l'ingénieur A est intéressé par les « couches minces » et l'ingénieur B par les « ultrasons » ; en fait, le documentaliste a indexé mentalement les sujets intéressant certains ingénieurs et techniciens du Centre d'Etudes.

Cela revient à dire que chaque fois qu'un nouveau document est intégré au système, il y a lieu de comparer le profil de ce document avec les profils de chacun des utilisateurs ; lorsqu'une certaine analogie apparaît, il y a de fortes chances pour que le chercheur ou le technicien dont le profil correspond à celui du nouveau document soit intéressé par sa lecture. S'il n'y a aucune analogie, ou une analogie peu importante, on peut conclure que le document n'intéresse pas le chercheur.

Le Service Documentation donne à chacun des ingénieurs un « PROFIL » réalisé à l'aide de mots-clés empruntés à un dictionnaire spécial. La réalisation de ces profils est confiée à un ingénieur documentaliste. Pour faciliter l'établissement de ces profils, chaque ingénieur remplit un questionnaire dans lequel il mentionne les sujets l'intéressant particulièrement et les projets sur lesquels il travaille. Le nombre moyen des mots-clés utilisés dans un profil personnel varie entre 15 et 50.

Une fois établis, tous les profils sont perforés sur cartes et convertis sur bandes magnétiques.

L'idée de base du système consiste donc à comparer quatre fois par mois (fichiers Documents IBM, fichier Documents non-IBM, fichier Articles de revues, et fichier Brevets d'inventions), les profils de toutes les informations nouvelles enregistrées sur bandes magnétiques depuis le passage précédent, avec les profils des Ingénieurs et Techniciens « clients » du Service Documentation ; chaque fois qu'il y a correspondance, une liste des documents intéressants est préparée par l'ordinateur.

Opérations sur ordinateur

On ne peut donner ici qu'une idée générale de ces opérations, qui sont réalisées à l'aide de deux ordinateurs (IBM 7090 et IBM 1401) et d'un appareillage mécanographique Entrée-Sortie (fig. 4).

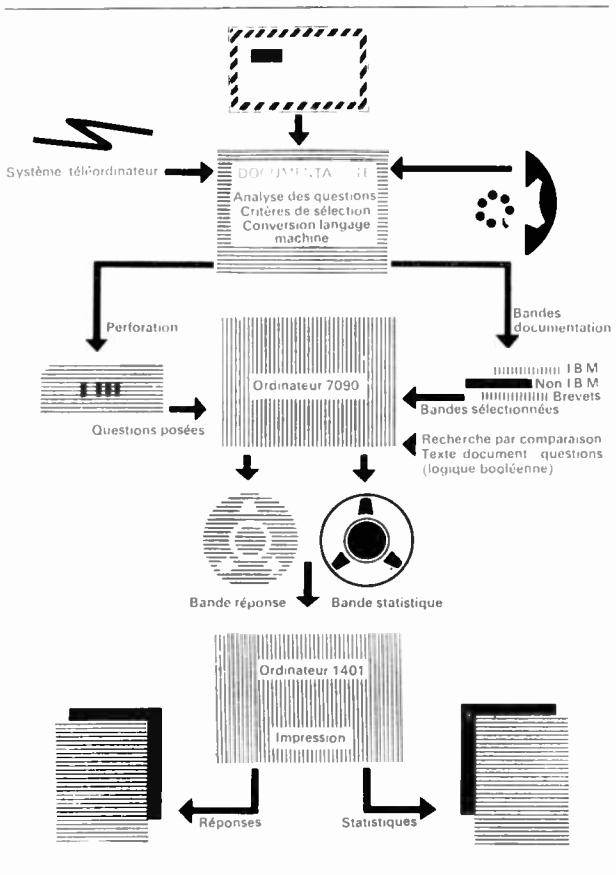


FIG. 3. — Processus de la recherche de documentation effectuée au Centre.

Recherche

La recherche peut se présenter sous différentes formes :

a) Un ingénieur souhaite consulter et feuilleter quelques documents traitant d'un sujet déterminé A.

b) Un technicien désire savoir si les circuits décrits dans A peuvent être intégrés à l'ensemble B.

c) Un autre ingénieur désire avoir une bibliographie détaillée de tous les documents traitant du sujet B.

On constate donc qu'il ne peut y avoir de méthode de recherche également efficace pour les différents cas. Pour cette raison, la recherche des informations se fait selon deux procédés qui, tout en étant indépendants, se complètent.

1. Bien qu'ayant été rassemblées, cataloguées, classées et imprimées mécaniquement, les références à un document D peuvent être recherchées manuellement par l'utilisateur lui-même. Il dispose pour cela du bulletin des Résumés et de différents INDEX.

2. Dans les cas de recherches « en profondeur », les documents ne sont pas recherchés par l'utilisateur, mais par l'ordinateur (IBM 7090). Une telle recherche est justifiée lorsque l'utilisateur demande un maximum d'information, ou lorsqu'il n'a pas le temps de faire la recherche lui-même. La rapidité (recherches effectuées à la vitesse de 120 000 mots/minute) et les possibilités logiques des ordinateurs permettent de traiter en même temps un ensemble de cent demandes, les opérations d'interclassement, de tri et de comparaison se faisant simultanément pour toute la série des demandes.

La capacité illimitée des bandes magnétiques permet de conserver des analyses de tous les documents indexés et de les restituer pour toutes les réponses aux demandes.

Le processus général se déroule de la manière suivante :

1° Lecture et enregistrement de la demande.

2° Relevé par ordre alphabétique des mots-clés correspondants.

3° Lecture des bandes RÉSUMÉS et sélection des documents répondant aux questions posées.

4° Enregistrement des résumés sélectionnés sur une bande-réponse.

5° Impression des informations complètes concernant chaque document sélectionné.

La recherche est fonction de plusieurs paramètres.

Lorsque la recherche est fonction de deux ou plusieurs termes, on utilise un procédé identique ; quatre relations de termes sont utilisées. ET, OU, SAUF, et MOTS ADJACENTS.

PREMIER EXEMPLE

Un utilisateur désire des informations sur l'enseignement programmé ; la requête sera faite en fonction de : ENSEIGNEMENT et PROGRAMMÉ. Lors de la recherche, l'ordinateur est programmé de façon à ne retenir que les documents contenant dans leurs résumés et/ou mots-clés les deux mots ENSEIGNEMENT et PROGRAMMÉ.

DEUXIÈME EXEMPLE

Un utilisateur désire des informations sur la réduction des documents avant archivage ; utilisant une technique similaire à celle exposée ci-dessus, l'ordinateur ne sélectionnera que les documents contenant dans leurs résumés et/ou mots-clés les mots (STOCKER ou ARCHIVER ou CLASSER ou ETC.) et (MICROFILM ou MICROFICHE ou MICROPHOTOGRAPHIE ou ETC.).

TROISIÈME EXEMPLE

Un utilisateur désire des informations sur les ordinateurs d'enseignement multipupitres, mais il n'est pas intéressé par les équipements fabriqués aux Etats-Unis. Le terme SAUF servira dans ce cas d'indice d'annulation : ORDINATEUR ET ENSEIGNEMENT ET MULTIPUPITRES SAUF (USA OU ETATS-UNIS) selon un procédé identique à celui utilisé dans les deux exemples précédents, on obtiendra une liste d'informations sur les documents traitant des ordinateurs d'enseignement multipupitres (à l'exclusion de tous les équipements d'origine américaine).

QUATRIÈME EXEMPLE

Un utilisateur désire prendre connaissance de documents traitant des mémoires à tambour magnétique, un code spécial permet de sélectionner exclusivement les documents contenant les mots *adjacents* MÉMOIRES A TAMBOUR MAGNÉTIQUE. Si les mêmes mots sont disséminés dans un résumé, le document correspondant ne sera pas sélectionné.

Avantages de cette logique de recherche : On peut observer que, dans toutes ces opérations, l'ordinateur se contente d'effectuer la partie purement manuelle de la recherche, il imprime sur papier les références et résumés répondant aux questions posées.

L'utilisation des ordinateurs pour la recherche d'informations permet donc de réaliser une économie de temps importante ; en effet il n'est plus nécessaire au documentaliste de rechercher dans tous les bulletins et index, vérifiant peut-être 6, 8 ou 10 titres dans chaque bulletin et recopiant les informations complètes concernant chaque document intéressant, l'ordinateur procède à ces opérations automatiquement et fournit à l'utilisateur une liste de références nette et claire.

Liaison télé-traitement entre les Services Documentation Européens

Pour que le Centre de La Gaude puisse être relié de façon permanente à tous les Services Documentation Européens, une liaison télé-traitement a été établie entre les Services Documentation allemand, anglais, autrichien, français, hollandais, suédois et suisse (fig. 5).

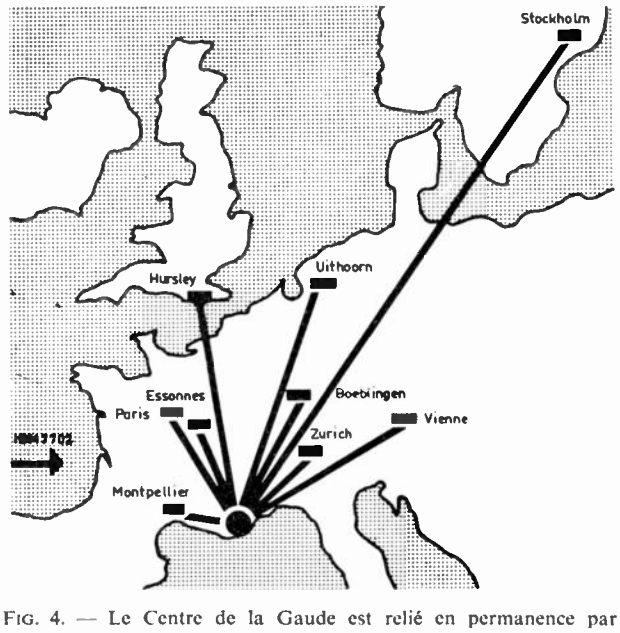


FIG. 4. — Le Centre de la Gaude est relié en permanence par télé-ordinateur aux laboratoires et usines européens.

Il ne s'agit pas là d'une amélioration normale des performances des ordinateurs mais de l'apparition de méthodes véritablement nouvelles.

En effet, il avait été, jusqu'alors, nécessaire d'imprimer les résultats des recherches sur place à La Gaude. Ceci entraînait une perte de temps considérable pour les ingénieurs dont le lieu de travail se trouve à plusieurs centaines voire plusieurs milliers de kilomètres. Le développement des techniques de transmission de données par lignes téléphoniques allait pouvoir permettre de s'affranchir de ces problèmes de délais de transmission. Des postes spécialisés, équipant chacun des laboratoires IBM européens sont, de cette façon, reliés à l'ordinateur de La Gaude.

L'énorme avantage du télé-traitement rend possible une complète décentralisation des Services Documentation locaux par rapport à la « Banque Centrale d'Information ».

Les réponses, résultats des recherches sont enregistrées sur autant de bandes magnétiques qu'il y a de Services Documentation IBM en Europe. Ces bandes sont ensuites transmises directement par ligne téléphonique aux différents Centres de Documentation par l'intermédiaire de l'unité de transmission de bande magnétique IBM 7702.

En cas d'erreur, le récepteur envoie un signal qui commande le retour en arrière de la bande émettrice et la ré-émission automatique de l'enregistrement erroné.

Dès réception, le documentaliste local, utilisant un programme d'impression spécial, imprime la bande reçue de La Gaude à la cadence de 700 lignes/minute. Les délais de courrier sont donc totalement éliminés. Très prochainement, l'ordinateur 360 modèle 40 permettra d'imprimer les résultats à la vitesse de 1 400 lignes/minute.

Ainsi, un ingénieur suédois demandant au bibliothécaire de Stockholm une bibliographie sur les documents traitant du contrôle numérique des machines-outils en Allemagne obtiendra, deux heures plus tard, sur son bureau, la liste complète (avec résumés et numéros d'identification des microfiches) de tous les documents répondant à sa question.

Cartes-catalogues

L'ensemble des cartes perforées préparées pour chaque document est également utilisé pour la réalisation d'un catalogue de bibliothèque. Ces cartes-catalogues imprimées automatiquement par IBM 1401 peuvent être traitées de différentes façons en fonction des besoins de la bibliothèque (liste auteurs, titres, sujets, etc.).

Utilisation des microfilms et microfiches

Tous les documents sélectionnés par l'ordinateur à la suite des questions posées sont disponibles au service documentation sous forme d'originaux pour l'année en cours et sous forme de microfilms ou microfiches pour les années précédentes.

MICROFILMS

Chaque page de ce document est photographiée, réduite dans la proportion de 24 à 1, sur film 16 mm non perforé.

Cette méthode de reproduction est longue et coûteuse dans les cas où un nombre important de pages sont reproduites ; toutefois c'est la solution idéale pour les documents relativement courts ou pour les reproductions limitées à une dizaine de pages.

Recherche automatique de l'image

Le lecteur-reproducteur est couplé à un système de recherche automatique de l'image ayant pour élément essentiel un clavier qui, utilisé conjointement avec l'appareil de lecture, réduit le travail de recherche à une opération « presse-bouton ». Parmi les milliers de documents qui sont à la portée de la main de l'utilisateur, il choisit d'abord, en une fraction de seconde, la bobine correspondant à l'image recherchée. Le microfilm est contenu dans un magasin en matière plastique dont l'indexage est nettement visible.

L'utilisateur insère simplement le magasin dans le réceptacle prévu à cet effet sur l'appareil, il compose sur le clavier le code numérique de l'image recherchée et celle-ci apparaît automatiquement sur l'écran. La vitesse de déroulement du film pendant la période de recherche est de 200 m/mn. La localisation de la vue recherchée demande en moyenne moins de 5 secondes après la composition du numéro sur le clavier. Le film peut également se dérouler à 4 m/mn pour permettre à l'utilisateur de parcourir visuellement les images. L'adjonction de ce clavier de recherche à l'appareil lecteur-reproducteur est une solution idéale pour tous les cas où il faut rechercher dans une documentation importante, réduite sous un faible volume, tel ou tel renseignement particulier.

Microfiches

Depuis le 1er décembre 1966, tous les documents sont archivés sur microfiches (format 187 mm × 82 mm) d'une capacité maximale de 90 images. Les microfiches peuvent être très rapidement reproduites et expédiées dans des enveloppes de format standard. Le coût relativement peu élevé de duplication des microfiches permet aux Ingénieurs et Techniciens de se constituer rapidement des « Bibliothèques personnelles » peu encombrantes. Ces microfiches peuvent être lues à tout instant sur les nombreux lecteurs répartis dans tous les services du Centre d'Etudes et Recherches. Il est également possible d'obtenir en quelques minutes — sur simple demande téléphonique au Service Documentation — des tirages format 21 × 27 de tout ou partie d'une microfiche. Le Service Documentation possède à cet effet une collection complète de toutes les microfiches existantes ainsi qu'un équipement entièrement automatique permettant d'effectuer 5 000 tirages 21 × 27 par jour.

Bulletins des résumés et bulletins index

Les bulletins « Résumés » et les bulletins « Index » sont les deux publications par l'intermédiaire desquelles la documentation existante est utilisée de façon optimale. Les listes d'informations disponibles sont imprimées automatiquement et diffusées aux utilisateurs après reproduction. Ces listes sont classées par résumés, par sujets, par auteurs et par origine.

Après avoir sorti et arrangé les informations « intérieurement », l'ordinateur imprime à l'aide de l'IBM 1403 les copies originales des différents bulletins.

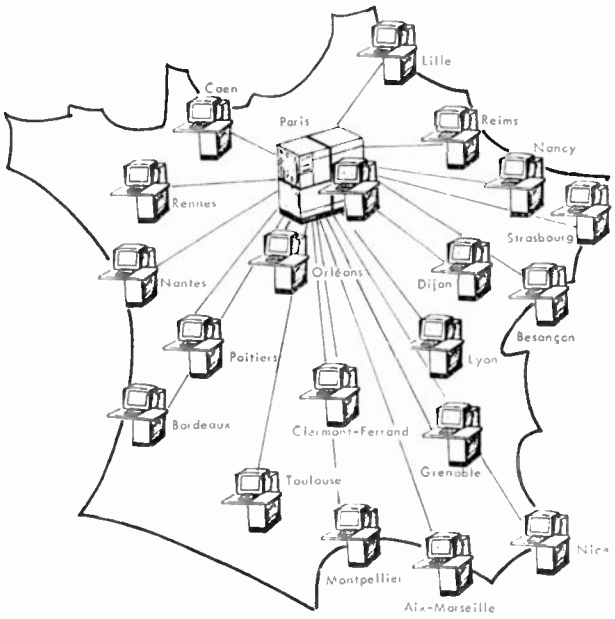


Fig. 5. — Réseau de documentation automatique desservant les vingt facultés de sciences françaises.

Pour le bulletin « Sujets », la 1403 imprime à la suite de chaque Mot-Catégorie, les titres, résumés et numéros d'identification des différents documents traitant de la matière indiquée par le Mot-Catégorie. Connaissant les résumés, l'utilisateur peut se rendre directement au lecteur-reproducteur, afin de consulter sur place et, éventuellement, de reproduire le document complet. Les feuilles imprimées par l'IBM 1403 et envoyées au Service Documentation sont coupées selon un format prédéterminé et préparées pour la reproduction par système Offset. Les bulletins sont ensuite rassemblés, agrafés et transmis aux utilisateurs.

Evolution

Il est évident que ce système est en évolution permanente ; ainsi, par exemple, l'ensemble IBM 7090/1401, actuellement utilisé, sera prochainement remplacé par un ordinateur IBM 360 Modèle 40. Cet équipement permettra une logique plus sophistiquée. Il sera par exemple possible d'exiger la présence des mots recherchés entre les deux points délimitant chacune des phases d'un résumé. On pourra également utiliser des « masques » permettant d'éviter, dans les groupes de mots définissant chaque question, la répétition des mots de même racine.

L'étape suivante donnera à chaque Service Documentation IBM Européen ,la possibilité d'interroger directement, à distance, l'ordinateur de la Banque Centrale d'Information. Le dialogue s'effectuera par l'intermédiaire de terminaux composés de claviers similaires à ceux des machines à écrire ordinaires. Les réponses aux questions pouvant, soit être imprimées par ces terminaux, soit visualisées sur écran cathodique.

La figure 6 montre ce que pourrait être un tel réseau au service des Professeurs et étudiants des Facultés de Sciences Françaises.

L'EFFORT FRANÇAIS DANS LE DOMAINE DES MACHINES A ENSEIGNER

Un des apports de l'électronique à l'enseignement
Les machines à enseigner

A. KIRCHBERGER

Adjoint au Directeur du Centre de Documentation sur l'Enseignement Programmé

1. Introduction

On ne peut parler de l'électronique au service de l'enseignement sans y insérer un chapitre sur les machines à enseigner, nouvelles venues dans l'arsenal des moyens pédagogiques que la technique moderne met à la disposition des enseignants et des animateurs de formation. Il y a plus en elles qu'un simple perfectionnement de ce que nous savons concernant l'utilisation du film, de la télévision ou du magnétophone dans le milieu scolaire. Au-delà d'un simple apport d'informations ou d'illustrations dont on ne contrôle pas l'efficacité réelle, voilà que, par les machines à enseigner, on cherche à cerner de plus près les mécanismes de l'acquisition des connaissances et, ce faisant, à améliorer le rendement et la productivité de l'enseignement.

On sursautera en entendant ces termes issus de la technologie de l'entreprise et l'on ne manquera pas d'opposer les exigences d'une formation humaniste que l'on ne peut pas confier à des machines. Cette attitude, pour honorable qu'elle soit quand elle a en vue ces objectifs, ne tient pas compte des contraintes imposées par les besoins actuels. En outre l'acte pédagogique n'est pas uniforme : il peut être décomposé en un certain nombre de moments qui ont chacun une vocation bien spécifique. Ainsi, il est nécessaire, avant tout, de présenter à l'élève une information, en l'occurence les connaissances qu'on désire lui transmettre. Ensuite il est tout aussi indispensable de contrôler, par une question, si l'élève a assimilé les connaissances ainsi transmises. Un bon pédagogue ne s'arrêtera pas là : il ira au-delà de la simple sanction, bonne ou mauvaise, relative à cette réponse. Il aidera l'élève à redresser des erreurs en lui donnant les informations complémentaires indispensables d'une part et, parallèlement, modifiera son enseignement de telle sorte qu'il soit adapté à chacun des élèves. On conviendra que la multiplicité de ces rôles est une lourde tâche pour l'enseignant. D'autant que celui-ci a devant lui 20, 30, 40 élèves et qu'ainsi il ne peut s'adresser à chacun.

Quoi d'étonnant alors que des pédagogues aient cherché les voies et les moyens permettant de démultiplier l'efficacité du professeur. Par exemple en confiant à certains dispositifs le soin d'assurer, de contrôler certaines des fonctions indiquées plus haut. Qu'on ne s'y trompe pas : il ne s'agit nullement d'éliminer les maîtres, mais simplement de leur permettre d'exercer pleinement ce pourquoi ils sont faits. En d'autres termes de mettre au point des installations qui déchargent les enseignants de certains aspects de leurs tâches pour les rendre beaucoup plus disponibles pour d'autres. Il en est ainsi pour le contrôle, la révision et la fixation des connaissances, moments indispensables de toute pédagogie mais qui néanmoins peuvent être assurés par des systèmes, *les machines à enseigner.*

2. Principe

L'ensemble des fonctions décrites précédemment peut se traduire dans le schéma de la figure 1, caractéristique de ces machines.

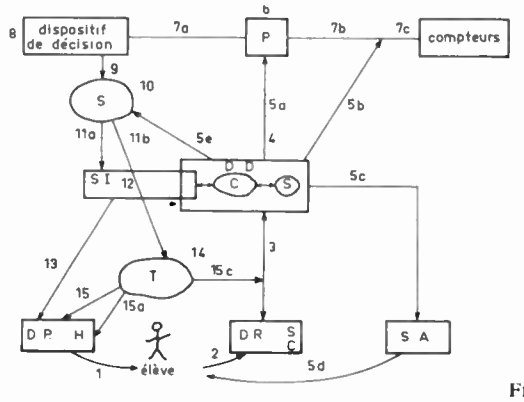


FIG. 1

Par l'intermédiaire d'un dispositif de présentation (*D.P.*) — visuel, auditif ou audio-visuel —, muni d'une horloge (*H*) le cas échéant pour indiquer à l'élève le temps dont il dispose, une information est communiquée (1) à l'élève. Ce dernier réagit (2) en conséquence par l'intermédiaire d'un dispositif de réponses (*D.R.*) — clavier, haut-parleur, visionneuse, etc. —, lequel, muni d'un système de correction approprié (*S.C.*), destiné à permettre un retour en arrière (pour une présentation supplémentaire de l'information voulue) ou à corriger une erreur involontaire qui se serait essentiellement produite lors de la confection même de la réponse. Cette dernière est envoyée (3) à un dispositif complexe de diagnostic (*D.D.*) qui comprend, entre autres, un comparateur (*C*) et un « scoreur » (*S*), la fonction de ce dernier étant d'informer l'élève (*5c* et *5d*), par l'intermédiaire de signaux annexes (*S.A.*) — tels que lampes, ronfleurs, etc. —, de la valeur de sa réponse et ainsi de le renforcer. Une fois comparée aux réponses possibles stockées dans la mémoire, la réponse de l'élève est enregistrée (*5a*) au protocole (*P*), ce qui permet, directement ou indirectement, une cotation en temps et en points de la réponse (*7b* et *7c*) par l'intermédiaire de compteurs, Informé de la valeur de la réponse (*7a*), un dispositif

de décision décide de la suite à donner, étant bien entendu que, pour ce faire, ce dispositif tiendra également compte de toutes les réponses précédemment données. La décision globale est transmise (9) au sélecteur (*S*) qui choisit (11*a*) dans le stock des informations en mémoire (*S.I.*) celle qui va être présentée à l'élève (13) par l'intermédiaire du dispositif de présentation déjà cité (*D.P.*). Il est à noter que la décision, au lieu d'être globale (7*a*), peut être locale (5*e*) c'est-à-dire ne tenir compte pour le choix de l'information $In+1$ à présenter, que de la valeur de la réponse à l'information In. Par ailleurs, le sélecteur peut agir (11*b*) sur un chronomètre (T = Timer) qui, à son tour, en fonction de l'ordre reçu agira sur la durée de présentation de l'information $In+1$ (15*a* et 15*b*) ou sur celle laissée à l'élève pour répondre à cette même information $In+1$ (15*c*).

Ce schéma permet de constater que, plus la machine est simple, moins elle assume de fonctions : à la limite elle ne ferait que présenter des informations et c'est à l'élève qu'il reviendrait de comparer la valeur de sa réponse et de l'enregistrer. Sur ce type de machine, la structure de décision n'est ni locale ni globale mais nulle : le chemin est univoquement déterminé. A l'autre extrémité, on trouvera la machine adaptative qui, non seulement est capable de s'adapter « a posteriori » au comportement de l'élève, mais encore de le prévoir et ainsi d'adapter une certaine stratégie par ailleurs très souple.

Toutefois, devant cette diversité, il est bon de définir plus exactement ce que l'on entend par *machine à enseigner* : tout dispositif capable de présenter des informations et de poser des questions à leur sujet, pourvu d'un mécanisme d'analyse, d'enregistrement et de conservation des réponses, pouvant en outre avertir l'élève de la valeur de celles-ci.

3. L'effort français dans le domaine des machines à enseigner

On peut ainsi décrire plusieurs types de machines à enseigner. Trois d'entre eux paraissent significatifs au regard de leurs utilisations respectives, mais aussi compte tenu du développement qu'ils connaissent non seulement en France mais encore, et surtout à l'étranger.

3.1. Les systèmes collectifs de réponses (ou d'interrogations)

De conception assez simple, ce dispositif assure la fonction de contrôle, individuel et collectif. En gros, chaque élève a devant lui un boîtier comportant n touches (un cadran a n positions, etc.). Le maître, directement ou par l'intermédiaire d'une diapositive ou tout autre moyen, pose une question en proposant un choix de réponses correspondantes (autant que de touches). Chaque élève répond en appuyant sur la touche indiquant la réponse qu'il considère comme bonne. Aussitôt le maître, sur son pupître central, est informé de la réponse de l'élève et, à terme, a l'image des réponses de la classe à la question posée. Il est à même de fournir les compléments d'informations adéquats et peut ainsi modifier son enseignement en fonction des réponses de tous les élèves pris individuellement. Rien n'empêche de munir ce système de contrôle de dispositifs d'enregistrement (temps, nombre et nature des fautes, etc.). A titre d'exemples, soit déjà réalisés soit encore en projet, on peut citer les montages du *laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée* (L.E.P.), de la *C.G.E.I.*-Lepaute, de la *Société Française de Programmation Pédagogique*, etc.

3.2. Les machines a enseigner individuelles

Il en est de nombreuses, les unes très simples (qui, en fait, se limitent à présenter des informations), d'autres beaucoup plus complexes qui remplissent l'ensemble des fonctions décrites dans le schéma ci-dessus. A la limite, et c'est là où justement l'électronique se met au service de l'enseignement, on ne demande pas à l'élève de choisir sa réponse mais de la construire. Par exemple en la frappant par signe sur un clavier de machine à écrire ou bien en déplaçant des curseurs le long d'un alphabet. Pour peu que l'on souhaite adapter l'enseignement à chacun des élèves, en fait à des comportements spécifiques déterminés en liaison avec des pédagogues expérimentés, il sera nécessaire de prévoir des embranchements nombreux, donc une logique complexe. Dans l'ensemble des réalisations françaises, il convient de citer ici la machine à enseigner « Mitsi » produite par la *Société* Sintra et qui, sur le plan européen sinon mondial, semble bien être le produit le plus élaboré, compte non tenu des ordinateurs.

3.3. Les ordinateurs dans l'enseignement

Et pourquoi pas ?

Le schéma présenté plus haut est valable non seulement pour un élève mais pour un grand nombre d'entre eux, reliés chacun à un ordinateur. La machine à enseigner devient alors un ensemble complexe avec une mémoire centrale, des postes périphériques, des mémoires-tampons, etc. Il faut signaler que les expériences, pour fragmentaires et isolées qu'elles soient, sont nombreuses aux U.S.A. Déjà en France, plusieurs projets d'utilisation de l'ordinateur comme machine à enseigner sont à l'étude et une réalisation est en place à la Faculté des Sciences de Toulouse.

4. Conclusion

Les problèmes à résoudre sont nombreux. A commencer par une définition exacte de ce que l'on attend des machines à enseigner, de leur coût, de leur rendement dans des conditions définies. D'ordre pédagogique ou technique, ces problèmes témoignent de l'intervention de l'électronique au service de l'enseignement. Il est indispensable, là plus qu'ailleurs, de ne pas se contenter de formules toutes faites. D'où l'action concertée « Enseignement Programmé » lancée dans le cadre du 5e Plan, par la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique, qui doit permettre d'engager des expériences et de lancer des recherches. Les constructeurs et les utilisateurs ont intérêt, dans cette perspective, à unir leurs efforts. Ils peuvent, les uns et les autres, bénéficier d'un soutien précieux : le Centre de Documentation sur l'Enseignement Programmé, installé présentement à l'Institut Pédagogique National (29, rue d'Ulm, 75-Paris-5e).

Une nouvelle génération de machines pédagogiques

H. SOUBIES - CAMY
Ingénieur - Conseil
Professeur à l'école Supérieure d'Electricité
et à l'Institut Supérieur des Matériaux et de la Construction Mécanique (C.E.S.M.I.)

Depuis plusieurs années, les besoins croissants de la formation professionnelle accélérée et du recyclage d'une part, le déséquilibre de plus en plus marqué entre le nombre des enseignants et celui des élèves à éduquer d'autre part, ont conduit à développer des méthodes particulières dites « actives » : méthodes audiovisuelles d'abord, faisant appel à la mémoire auditive (enregistrement sur magnétophone) ou visuelle (films, projections fixes, etc.) ou aux deux à la fois, puis méthodes d'enseignement programmé destinées à *automatiser les processus d'acquisition des connaissances.*

Laissant volontairement de côté ce qui concerne les premières, il ne sera question, dans ce qui suit, que des tendances qui se sont manifestées ces derniers temps dans la conception des machines à apprendre et qui ont abouti au concept de « centrales pédagogiques ».

Un certain nombre d'articles ayant déjà traité des problèmes généraux que pose l'utilisation de l'enseignement programmé, on ne reviendra pas sur ces derniers, si ce n'est pour rappeler que *la valeur de l'enseignement est essentiellement fonction de celle du programme* et que, en définitive, les machines à apprendre ne sont qu'un moyen commode pour présenter à l'utilisateur les informations contenues dans le programme et enregistrer son comportement.

1. Tendances récentes dans la conception des machines pédagogiques

L'expérience acquise dans le domaine de l'enseignement programmé montre qu'il est possible de répondre aux différents besoins en développant toute une gamme de machines pédagogiques (machines à apprendre, mais aussi machines à tester les connaissances), différant entre elles par le but à atteindre, les conditions d'utilisation et les possibilités financières, tant des constructeurs que des utilisateurs.

Il est souhaitable, cependant, d'arriver à une certaine unité de conception. C'est cette préoccupation qui a dominé les recherches sur lesquelles on donnera ci-après quelques indications et qui résument certains travaux récents tenant compte des exigences particulières de l'enseignement français.

En première approximation, on peut dégager de ces travaux quatre tendances principales :

— le développement des petites machines ;

— la banalisation des séquences programmées et des structures des circuits permettant d'utiliser, suivant les cas, une même machine en machine à apprendre ou en machine à tester les connaissances et, dans le premier cas, de passer indifféremment des programmes du type « à choix multiples » ou des programmes linéaires à « réponses construites » ;

— le concept de « centrales pédagogiques » équipées de machines amovibles pouvant être, soit raccordées à un pupitre central pour le passage des tests collectifs, soit déconnectées pour utilisation individuelle en tout autre lieu ;

— enfin, l'adjonction à de telles centrales d'un dispositif de dépouillement automatique des résultats obtenus dans les tests collectifs.

1.1. Développement des petites machines individuelles

L'engouement des spécialistes du traitement de l'information pour l'utilisation, dans les machines à apprendre, des techniques qui avaient conduit à l'une des réalisations les plus spectaculaires — celle des calculatrices électroniques — les avaient incités à étudier en premier lieu des machines à apprendre qui, sans atteindre la taille de ces calculatrices, devaient cependant présenter le maximum de possibilités, tant pour l'utilisateur que pour le moniteur, avec un développement très poussé de l'automatisme : ces machines, fortement influencées par les réalisations américaines les plus récentes quant à leur présentation, telle la machine Plato équipée d'un système de télévision en circuit fermé, ne pouvaient convenir qu'à un enseignement collectif.

Or, d'une part les méthodes de l'enseignement programmé n'étaient pas suffisamment mûres en France pour être adoptées d'emblée par les collectivités, d'autre part les conditions économiques n'étaient pas les mêmes qu'aux Etats-Unis, ceci aussi bien en ce qui concerne les utilisateurs que les constructeurs dont les moyens financiers sont généralement limités.

Aussi, il est apparu à certains auteurs qu'il était préférable pour satisfaire aux besoins d'un enseignement de masse, de s'orienter, en France, vers la réalisation des petites machines individuelles à grande diffusion, les machines importantes étant réservées aux « grands de l'électronique « et visant les collectivités entières aux moyens financiers importants.

1.2. Banalisation des séquences et des structures

La recherche de la plus grande unité possible entre les différents types de machines pédagogiques a conduit à étudier une normalisation des séquences programmées permettant leur utilisation dans les conditions les plus diverses. C'est ainsi qu'une même

machine doit pouvoir traiter, indifféremment, les programmes « à choix multiples » et les programmes « à réponses construites », lesquels doivent également pouvoir être utilisés — en ne prélevant alors que les seules informations utiles — pour des tests collectifs.

On rappellera pour mémoire, en se reportant à la figure 1, l'ordinogramme d'un programme « à choix multiples ».

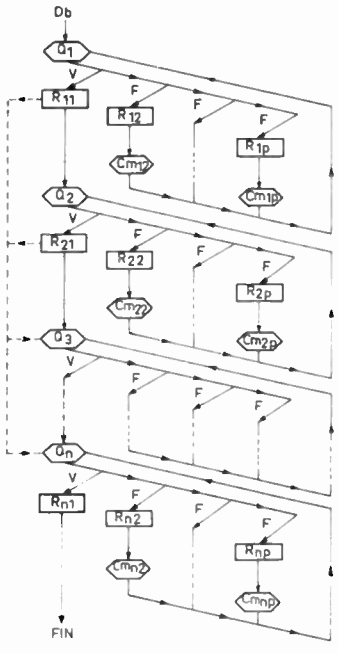


FIG. 1. — Ordinogramme de la machine à enseigner dite « à choix multiples ».

Un tel programme est supposé débuter, à l'emplacement portant le repère *Db*, par la question Q_1 posée à l'utilisateur en même temps que lui est proposé un choix entre les p réponses possibles R_{11}, R_{12},..., R_{1p}. On a supposé, afin de faciliter la représentation de l'ordinogramme, que la première réponse est toujours la bonne (V = vrai) alors que les $(p-1)$ autres réponses sont toutes fausses (F = faux) ; mais, bien entendu, le rang de la réponse exacte doit varier constamment, au fur et à mesure du déroulement du processus, afin que l'utilisateur ne puisse le connaître a priori. Si l'utilisateur choisit donc la réponse correcte R_{11}, il y a passage à la position correspondant à la seconde question Q_2 qui lui est posée en même temps que lui est proposé un choix entre les p réponses associées à cette dernière R_{21}, R_{22},..., R_{2p}. D'une façon générale, lorsque la réponse correcte est donnée à chaque question posée, il y a passage à la suivante, jusqu'à la FIN du programme.

En général, cependant, l'utilisateur fournira des réponses erronées. En ce cas, il sera invité à prendre connaissance d'un commentaire lui donnant des explications complémentaires — variables suivant la réponse qu'il a donnée. C'est ainsi que les réponses fausses R_{12},..., R_{1p}, à la question Q_1 renvoient l'utilisateur respectivement aux commentaires Cm_{12},..., Cm_{1p} ; que les réponses fausses R_{22},..., R_{2p} à la question Q_2 le renvoient respectivement aux commentaires Cm_{22},..., Cm_{2p}, etc. Après avoir pris connaissance du commentaire associé à sa réponse, l'utilisateur est invité à reconsidérer la question posée et à lui donner une autre réponse : si la nouvelle réponse est correcte, il y a passage à la question suivante ; sinon, un nouveau commentaire se présente, suivi du retour à la question initiale, et celà jusqu'au moment où la réponse correcte est obtenue.

Les traits interrompus qui figurent dans la partie de gauche de l'ordinogramme rappellent que certaines questions peuvent être sautées lorsque l'utilisateur répond correctement à une séquence prédéterminée.

1.3. Concept de centrale pédagogique

La banalisation des séquences et des structures permet d'utiliser la même machine, soit individuellement en machine à apprendre lorsque l'utilisateur travaille isolément, soit collectivement en machine à tester les connaissances, le déroulement des tests étant alors placé sous le contrôle d'un moniteur. Dans ce dernier cas, le moniteur dispose d'un pupitre central à partir duquel il peut communiquer avec les machines mises à la disposition des utilisateurs dans les différents postes individuels, chaque utilisateur ayant au préalable raccordé sa machine au circuit prévu à cet effet et manœuvré un commutateur de la machine permettant de passer de la position « cours » (fonctionnement en machine individuelle) à la position « tests » (fonctionnement en machine collective).

1.4. Dépouillement automatique des résultats des tests

On peut concevoir que les résultats obtenus, sous réserve qu'ils aient été enregistrés, puissent être transcrits en vue de leur analyse ultérieure par le moniteur. Cependant, outre que les conclusions qu'on en peut déduire ne sont pas immédiates, la transcription n'est pas exempte d'erreurs.

Aussi, est-il souhaitable de pouvoir adjoindre à la centrale pédagogique utilisée un dispositif de dépouillement automatique des résultats qui peut être employé à deux fins, soit pour établir un classement des réponses dans l'ordre de mérite s'il s'agit d'apprécier le comportement d'un groupe d'utilisateurs, soit pour vérifier la validité d'un programme avant de le diffuser.

On peut penser qu'un tel dispositif sera favorablement accueilli par le corps professoral qui, déjà débarrassé du souci des corrections grâce aux possibilités de la machine à tester les connaissances, disposera ainsi d'un enregistrement indiquant immédiatement, sous forme imprimée, les notes obtenues par les élèves et leur classement par ordre de mérite.

2. Caractéristiques générales des machines et des programmes

L'étude des machines à apprendre répondant aux tendances énumérées précédemment s'est effectuée dans deux directions :

— d'une part, suivant une conception modulaire applicable dans les cas ou désirant, au départ, se limiter au matériel strictement indispensable, on se réserve la possibilité d'extensions futures ;

— d'autre part, suivant une conception conduisant à l'utilisation conjuguée « a priori » des moyens audio-visuels.

2.1. Conception modulaire

2.1.1. *Principe et intérêt de la formule*

La conception modulaire repose sur la possibilité de n'utiliser, au départ, qu'une simple *unité de programmation et de traitement* définissant à chaque instant, au moyen de chiffres décimaux apparaissant en clair, les divers éléments nécessaires au déroulement du programme.

L'intérêt de cette formule est double : il permet d'adapter l'importance des équipements aux ressources financières de l'utilisateur en commençant avec des moyens relativement peu coûteux et, surtout, il autorise l'emploi de programmes indépendants du support utilisé pour la présentation de la matière enseignée.

2.1.1.1. *Adaptation des équipements aux ressources financières de l'utilisateur*

L'intérêt économique de la conception modulaire dans la réduction du coût des premiers investissements est évident, ces derniers se réduisant aux seuls équipements indispensables.

On verra plus loin comment l'utilisateur peut, ultérieurement, compléter petit-à-petit son équipement de base pour lui conférer des possibilités nouvelles.

2.1.1.2. *Emploi par les machines de programmes indépendants du support de la matière à enseigner*

Toujours en vue d'abaisser le coût des machines, mais aussi afin de leur conférer une très grande souplesse d'utilisation, on a considéré qu'il était souhaitable de pouvoir exécuter les programmes indépendamment de la nature du support d'informations utilisé : livre, projections fixes ou film.

Dans la conception modulaire, l'unité de programmation et de traitement détermine alors automatiquement, après analyse de chaque réponse donnée par l'utilisateur, l'adresse que ce dernier doit consulter, adresse qui varie suivant son comportement et qui peut être recherchée, soit manuellement, soit automatiquement.

On conçoit que cette formule soit de nature à satisfaire les différents besoins, la machine n'intervenant plus que comme un moyen commode de présenter les séquences successives du programme et n'imposant pas à l'utilisateur, dès le départ, un cadre rigide dont il ne peut plus ensuite s'évader. Il peut ainsi — si ses moyens financiers sont modestes — commencer à utiliser de simples fiches dont les numéros correspondent aux adresses affichées par l'unité de traitement et, plus tard seulement, adjoindre à sa machine un matériel audio-visuel distinct.

2.1.2. *Enregistrement du programme*

Dans la conception modulaire, l'unité de programmation et de traitement utilise une programmation automatique par bandes perforées.

L'emploi des bandes perforées pour l'introduction des données dans une machine à traiter les informations est bien connue, et l'industrie en fournit de nombreux exemples, qu'il s'agisse du domaine des calculateurs numériques ou de la commande des processus automatiques. Les avantages habituellement reconnus aux bandes perforées par rapport aux autres types de supports des informations concernent notamment leur coût réduit, leur reproductibilité aisée, la facilité du transport et des manipulations, l'élimination de tout risque d'inversion des séquences, ainsi que leur souplesse d'utilisation qui permet de modifier dans des délais très courts le programme enregistré, soit par suppression d'une partie de ce programme, soit par l'adjonction de nouvelles instructions ou de nouvelles données numériques.

Il était donc tout naturel de songer à utiliser les bandes perforées sur des machines pédagogiques, chaque fois que l'accroissement correspondant du prix des machines — dû à l'incorporation d'un lecteur de bandes — n'était pas un obstacle.

2.1.2.1. *Programme du type « à choix multiples »*

On supposera à titre d'exemple, dans ce qui suit, que les bandes perforées employées pour la programmation sont des bandes à 8 canaux utilisant le code 8B déjà adopté pour la commande numérique des machines-outils (fig. 2). En fait, l'un des canaux, disposé entre les canaux 4 et 5, est destiné uniquement à recevoir, sous la forme d'une perforation, un bit de

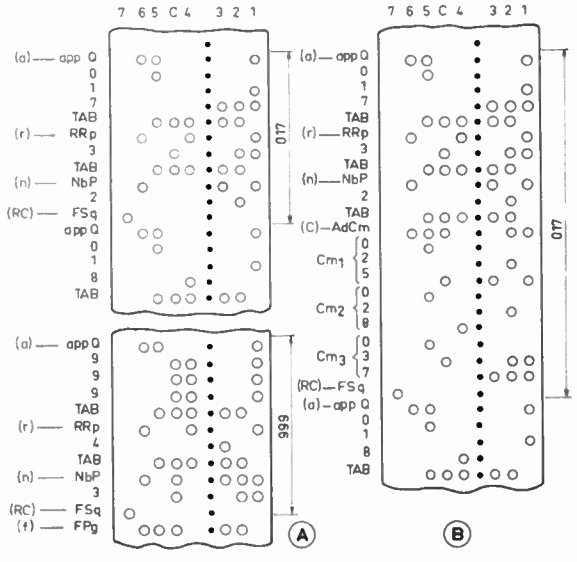


FIG. 2. — Enregistrement sur bande d'un programme pour machines pédagogiques :
A — Cas d'une machine à tester les connaissances.
B — Cas d'une machine à enseigner.

contrôle (*C*) qui, par convention, est un bit d'imparité tel que le nombre des perforations d'une ligne transversale reste toujours impair. Enfin, les canaux 3 et 4 sont séparés par une suite de perforations longitudinales plus petites destinées à assurer l'entraînement mécanique de la bande.

La figure 2*a* montre comment peut être constituée une bande dans le cas le plus simple, celui où la bande

ne serait utilisée que dans une machine à tester les connaissances. La figure 2*b* indique la structure de la bande à utiliser dans le cas d'une machine à enseigner du type « à choix multiples ». On constate que les blocs d'informations portés par la première se retrouvent dans la seconde avec, en plus, dans ce dernier cas seulement, des informations relatives aux commentaires qu'il y a lieu de consulter en cas de réponse inexacte à la question posée avant de répondre à nouveau à la même question ; *c'est l'existence d'une partie commune aux deux types de bandes qui permet la normalisation* à partir du second — celui qui comprend les blocs d'information les plus complets.

Les données numériques perforées dans le système décimal, à raison d'un seul chiffre par ligne, sont toujours précédées d'une *lettre indiquant la signification du ou des chiffres considérés* et suivies, soit d'un caractère de tabulation (*TAB*) dont l'existence n'est justifiée que si les données doivent être imprimées en clair sur une machine télescriptrice et séparée des voisines par des intervalles ou blancs, soit d'un caractère « retour chariot » (*RC*) qui a la signification d'une « fin de bloc » ou « fin de séquence ». C'est ainsi que l'on trouve dans l'ordre, en se reportant à la figure 2*a*, les éléments suivants :

— une lettre « *a* » ayant la signification « appel question » (*App Q*) ;

— trois chiffres décimaux (017 par exemple) précisant le numéro *p* de la question appelée Q_p :

— un caractère « tabulation » (*TAB*) ;

— une lettre « *r* » ayant la signification « rang de la réponse exacte » (*RRp*) ;

— un chiffre décimal pouvant prendre autant de valeurs distinctes qu'il y a de réponses possibles proposées au choix de l'utilisateur (4 par exemple) et qui indique le numéro *m* de la réponse exacte (3 dans le cas particulier considéré) ;

— un caractère « tabulation » (*TAB*) ;

— une lettre « *n* » ayant la signification « nombre de points attribués à la réponse donnée lorsqu'elle est exacte » (*Nb P*) ;

— un chiffre décimal précisant ce nombre de points et qui peut donc prendre une valeur entière quelconque *q* comprise entre 1 et 9 (2 par exemple) ;

— un caractère « retour chariot » (*RC*) marquant la fin de la séquence (*FSq*)

Le même cycle se renouvelle alors, lors du passage à la question suivante.

Dans le cas de la figure 2*b*, relatif au programme à introduire dans une machine à apprendre, le caractère « retour chariot » est remplacé par un caractère « tabulation » (*TAB*) suivi des éléments suivants :

— une lettre « *c* » annonçant les « adresses des commentaires à consulter en cas de réponse inexacte » (*Ad Cm*) :

— autant de groupes distincts de trois chiffres décimaux qu'il y a de réponses possibles moins une à la question posée (3 groupes de trois chiffres tels que 025, 028 et 037 si l'utilisateur a le choix entre 4 réponses possibles), chaque groupe définissant le numéro du commentaire à consulter en cas de réponse inexacte (Cm_1, Cm_2 ou Cm_3 s'il y a 3 réponses fausses possibles), un seul commentaire à la fois devant être consulté pour chaque réponse donnée ;

— enfin, le caractère « retour chariot » (*RC*) marquant la fin de la séquence (*FSq*).

2.1.2.2. *Programme mixte, combinant des séquences du type « à choix multiples » et du type « à réponse construite »*

Il est possible d'enregistrer sur une bande-programme de même nature que précédemment, non seulement des séquences du type « à choix multiples », mais encore des séquences du type « à réponse construite » ou toute combinaison des unes et des autres. Il suffit, à cet effet, de modifier comme il suit les dispositions décrites précédemment :

a) *Annonce du type de programme*

Pour que la machine puisse être informée du type de programme utilisé, ce dernier est précisé par la valeur du chiffre décimal suivant immédiatement la lettre *r* qui annonce le rang *RRp* de la réponse exacte à la question posée : alors que, dans un programme comportant, par exemple, 4 réponses possibles à une même question, ce rang peut être défini par l'une des valeurs décimales 1,2,3 ou 4, on conviendra, pour toute autre valeur comprise entre 5 et 9, que l'on a affaire, non plus à un programme du type « à choix multiples », mais à un programme linéaire « à réponses construites ». Il est commode de convenir, en particulier, qu'un programme linéaire de ce type sera représenté par le chiffre décimal 8, car il suffit, dans ce cas, d'identifier un bit 1 dans la position binaire de poids 8 de la combinaison codée correspondante à 4 moments (1000) alors que, pour chacune des valeurs décimales caractérisant le rang de la réponse exacte dans un programme du type « à choix multiples », un bit 0 figure obligatoirement dans la même position, qu'il s'agisse de l'un des chiffres 1 (0001), 2 (0010), 3 (0011) ou 4 (0100).

b) *Enregistrement des caractères alphanumériques figurant dans les réponses à construire*

Suivant une autre caractéristique du procédé utilisé, les 3 nombres à 3 chiffres décimaux qui, dans un programme du type « à choix multiples », définissent — après avoir été annoncés par la lettre *c* — les adresses des trois commentaires Cm_1, Cm_2 et Cm_3 dont l'un sera consulté par l'utilisateur en cas de réponse fausse, la discrimination s'effectuant en fonction des valeurs relatives de la réponse exacte et de la réponse fournie, peuvent être remplacées, lorsqu'il s'agit d'un programme linéaire, par 3 groupes de caractères alphanumériques α_1, α_2 et α_3 dont chacun représente les trois premières lettres de la réponse à construire. Le nombre minimal de caractères à prévoir étant de 36 (les 10 chiffres décimaux + les 26 lettres de l'alphabet) auxquels s'ajoutent d'autres caractères tels que des blancs ou des signes de ponctuation, il est nécessaire de représenter chaque caractère alphanumérique par un groupe de 2 chiffres décimaux suivant un code conventionnel. On conviendra, par exemple, d'utiliser les positions *D* (dizaines) et *U* (unités) d'une adresse codée pour y inscrire, dans le cas d'un programme linéaire « à réponses construites », les valeurs des deux chiffres constituant le caractère

considéré : la position *C* (centaines) contiendra alors obligatoirement un 0.

En règle générale, cependant, la réponse à construire comporte plus de 3 caractères alphanumériques : dans ce cas, les caractères suivants prennent place à la suite lors de leur enregistrement sur la bande-programme, le caractère *RC* (retour du chariot) qui marque la fin de la séquence étant alors rejeté après le dernier caractère de la réponse.

c) *Séquence programmée la plus générale*

L'application des dispositions précédentes conduit à la séquence suivante, qui présente le caractère le plus général :

a Appel de la question.
017 Numéro de la question Q_p.
TAB Tabulation.
r Annonce du type de programme.
3 Programme « à choix multiples », la réponse exacte étant la troisième (en cas de programmation linéaire, le chiffre indiqué est nécessairement un 8).
TAB Tabulation.
n Annonce du nombre de points attribués à la réponse exacte.
5 Valeur décimale *q* du nombre précédent.
TAB Tabulation.
c Annonce des adresses des commentaires à consulter en cas de réponse inexacte (programme « à choix multiples ») ou des caractères alphanumériques (programme linéaire « à réponses construites »).
025 Cm_1/α_1
028 Cm_2/α_2
037 Cm_3/α_3
013 α_4
032 α_5
. . . . . } Programme linéaire à réponses construites seulement.
054 Dernier caractère alphanumérique
RC Retour chariot (fin de la séquence).

2.2. Autre conception applicable dans les cas d'utilisation conjuguée de moyens audio-visuels

2.2.1. *Emploi d'un support commun pour l'enregistrement du programme et de la matière à enseigner*

Les considérations qui précèdent ont permis de mettre en évidence l'intérêt que pouvait présenter l'utilisation d'un programme indépendant du support des informations à transmettre, notamment lorsque ce programme est enregistré sur une bande de papier perforé.

Toutefois, dans les cas particuliers où la matière enseignée est présentée par un procédé audio-visuel (bande magnétique sonore, images fixes ou animées, combinaison des deux, etc.), il apparaît qu'il peut y avoir avantage à utiliser le même support et les mêmes organes de lecture pour les informations des deux types et à choisir, par exemple, une bande magnétique comme support commun.

Il existe déjà des machines à apprendre répondant à ce but. Celle dont il sera question ci-après s'en distingue par les caractéristiques générales énoncées au début de la présente étude et par certaines caractéristiques particulières qui apparaîtront au fur et à mesure de la description du procédé utilisé.

2.2.2. *Disposition des blocs d'informations sur la bande-programme*

La disposition des informations sur la bande magnétique, telle qu'elle est présentée schématiquement dans la figure 3, suppose l'emploi d'une bande à 4 pistes longitudinales 101, 102, 103 et 104. Suivant une caractéristique du procédé considéré, les informations relatives à l'item de rang (*p*) sont divisées en trois blocs Bl_1, Bl_2, Bl_3 dont les limites sont marquées par des signaux codés A_p, B_p, C_p respectivement, la fin du bloc Bl_3 coïncidant avec le début du bloc Bl_1 relatif à l'item du rang $(p+1)$.

Dans le bloc Bl_1, seule la piste 101 est utilisée : la zône correspondante 105 est affectée à l'enregistrement sonore de la matière enseignée (stimulus Stm_p).

Le *bloc* Bl_2 est partagé, dans le sens longitudinal, en deux zones successives :

a) une première zone 106, comprise entre le signal codé B_p et un signal codé auxiliaire S_p, est destinée à l'enregistrement sonore de la question Q_p et, éventuellement — s'il s'agit d'un programme « à choix multiples » —, des réponses proposées : on a supposé, dans la figure 3, que cet enregistrement était effectué dans la piste 101 et qu'on avait affaire à un programme linéaire « à réponses construites » ;

b) une seconde zone, comprise entre le signal codé auxiliaire S_p et le signal codé C_p, qui couvre l'ensemble des 4 pistes 101 à 104 et qui est destinée à l'enregistrement des valeurs numériques des différents para-

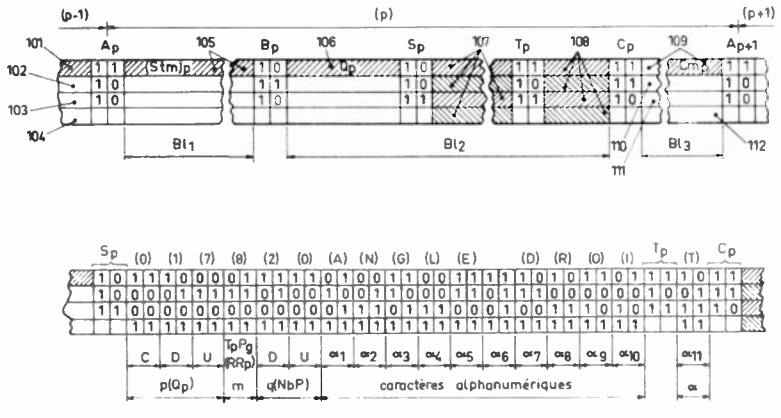


FIG. 3. — Disposition des informations sur la bande-programme :
a) Décomposition en blocs d'informations.
b) Représentation détaillée des caractères alphanumériques dans le cas d'un programme linéaire « à réponses construites ».

mètres nécessaires au traitement des informations, à savoir :

— le numéro p de la question Q_p, caractérisé par 3 chiffres décimaux C (centaines), D (dizaines), U (unités) ;

— le type de programme ($Tp\ Pg$), représenté par le chiffre 8 s'il s'agit d'un programme linéaire à réponses construites et par un chiffre compris entre 1 et 4 s'il s'agit d'un programme à choix multiples, le chiffre indiqué dans ce dernier cas précisant alors le rang m de la réponse exacte ;

— le nombre de points q attribués à la réponse exacte, qui peut être défini par deux chiffres décimaux D (dizaines) et U (unités) ;

— puis, seulement s'il s'agit d'un programme linéaire « à réponses construites », la suite ($\alpha_1\ \alpha_2$...) des caractères alphanumériques figurant dans la réponse à fournir.

Afin de limiter le nombre des éléments de mémoires nécessaires, les caractères alphanumériques sont enregistrés, par groupes de k unités avec, par exemple, $k = 10$. Si le nombre de caractères de la réponse est inférieur ou égal à k, la zone considérée 107 est suivie immédiatement d'un signal codé C_p marquant la fin du bloc d'informations Bl_2. Si, au contraire, la réponse comporte plus de k caractères alphanumériques, chaque groupe de k caractères est séparé du suivant par un signal codé auxiliaire d'un nouveau type T_p qui, lorsqu'il est identifié par les organes de lecture, commande l'arrêt de la bande magnétique en vue de permettre le traitement des k derniers caractères enregistrés : la lecture des caractères du groupe suivant 108 reprend alors automatiquement lorsque le traitement dont il s'agit est terminé.

Quant au *troisième bloc d'informations* Bl_3, il est destiné à recevoir le ou les commentaires sonores devant être communiqués à l'utilisateur après que ce dernier ait fait connaître sa réponse :

— si le programme est du type « à choix multiples », les 4 pistes 101 à 104 de la bande magnétique reçoivent respectivement les enregistrements sonores relatifs aux 4 commentaires Cm_{p1} (zone 109), Cm_{p2} (zone 110), Cm_{p3} (zone 111) et Cm_{p4} (zone 112) qui varient en fonction de la réponse choisie par l'utilisateur : tandis que l'un a pour but de faire savoir à ce dernier que sa réponse était exacte et qu'il peut — en conséquence — passer à l'item suivant, les trois autres expliquent, pour chacune des trois éventualités où il y a une erreur, les raisons pour lesquelles l'erreur a été commise, invitant ensuite dans chaque cas l'utilisateur à fournir une nouvelle réponse ;

— si le programme est du type « à réponses construites », un seul commentaire sonore est enregistré, dans la zone 109 par exemple, afin de préciser quelle était la réponse exacte et d'inviter l'utilisateur à passer à l'item suivant (cas de la fig. 3).

La nature des signaux utilisés pour la représentation des diverses combinaisons codées est, en principe, indifférente. Il est commode cependant, de faire appel à des signaux sinusoïdaux modulés en fréquence. Dans ce cas, la fréquence centrale de ces signaux sera choisie en dehors du spectre sonore afin de pouvoir être aisément séparés — lors des opérations de lecture — de celle des signaux audibles ; par ailleurs, les emplacements des combinaisons codées seront déterminés de telle sorte qu'ils se trouvent en dehors des zones soumises à accélération ou décélération, une vitesse de translation constante étant nécessaire pour que la fréquence obtenue par lecture soit aussi constante.

On notera qu'en raison du nombre des combinaisons codées à représenter en binaire-décimal, il est nécessaire d'affecter à chacune d'elles *deux positions décimales consécutives*. Le tableau de la figure 4 donne,

(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
0	11	6	21	C	31	I	41	O	51	U	61	A_p	71
1	12	7	22	D	32	J	42	P	52	V	62	B_p	72
2	13	8	23	E	33	K	43	Q	53	W	63	C_p	37
3	14	9	24	F	34	L	44	R	54	X	64	S_p	74
4	15	A	25	G	35	M	45	S	55	Y	65	T_p	75
5	16	B	26	H	36	N	46	T	56	Z	66	–	76
–	17	–	27	–	37	–	47	–	57	–	67	–	77

FIG. 4. — Exemple de représentation des caractères alphanumériques par des nombres à 2 chiffres décimaux :

1) Caractères alphanumériques à coder ;

2) Combinaisons correspondantes exprimées sous forme décimale.

à titre d'exemple, les combinaisons qui peuvent être adoptées pour la représentation :

— des chiffres décimaux allant du 0 inclus au 9 inclus ;

— des lettres A à Z ;

— des signaux A_p, B_p, C_p, S_p et T_p.

On remarque que plusieurs combinaisons restent disponibles pour représenter certains caractères alphanumériques tels que les signes de ponctuation, les blancs, etc.

En revenant à la figure 3, on remarque la présence, dans la piste 104 — et seulement dans le second bloc d'informations Bl_2 — de chiffres binaires 1, à raison d'un chiffre 1 par position de codage : ces chiffres permettent de synchroniser les opérations de lecture dans chacun des autres ordres binaires, la portion correspondante de la piste 104 jouant alors le rôle de *piste de rythme*.

Chaque combinaison codée doit donc être lue transversalement, le bit inscrit dans la piste 101 ayant un poids égal à 1, celui qui est inscrit dans la piste 102 un poids égal à 2 et le troisième, inscrit dans la piste 103, un poids égal à 4. Ces 3 bits permettent de définir $2^3 = 8$ valeurs décimales distinctes, ce qui est suffisant si l'on adopte les combinaisons codées du tableau de la figure 4, où l'on voit qu'aucune valeur décimale n'est supérieure à 7.

3. Le traitement des informations par la machine à apprendre

Le traitement des informations par la machine est effectué en fonction du programme et du comportement de l'utilisateur.

On examinera successivement le processus mis en œuvre pour ce traitement et la logique de décision adoptée.

3.1. Processus suivi

La figure 5 représente l'ordinogramme relatif au processus de traitement applicable aussi bien aux programmes du type « à choix multiples » qu'aux programmes linéaires du type « à réponses construites ».

Les repères (A_p), (B_p), (C_p), (S_p) et (T_p) ne s'appliquent qu'au cas d'utilisation d'une bande magnétique suivant les dispositions exposées précédemment en 2.2. et correspondent alors aux signaux codés qui séparent les différents blocs d'informations.

3.2. Logique de décision

3.2.1. *Cas d'un programme du type « à choix multiples »*

Le commentaire à retenir en cas de réponse inexacte est fonction de deux variables indépendantes dont chacune peut prendre autant de valeurs distinctes qu'il y a de réponses possibles à une même question (soit 4 dans l'ensemble considéré) : le rang de la réponse exacte et celui de la réponse effectivement fournie. Bien entendu, il existe de nombreuses combinaisons distinctes permettant de définir, en fonction de ces deux variables, celle des différentes combinaisons dont l'adresse est programmée sur bande.

La décision repose sur l'emploi d'une « table de vérité » dans laquelle interviennent la variable m qui désigne le rang RRp de la réponse exacte et la variable f qui indique celui de la réponse réellement fournie (matérialisé par la position de l'une des 4 touches permettant le « choix de réponses » dans la machine utilisée). Quatre éventualités peuvent se présenter, pour chaque valeur de m, suivant que la réponse fournie est la réponse exacte (fonction V = vrai) ou l'une quelconque des trois autres réponses nécessairement fausses (fonctions F_1, F_2 et F_4 où F = faux). Pour qu'une réponse soit validée, il est nécessaire de manœuvrer un poussoir *Enr Rp* (enregistrement réponse).

A titre d'exemple. on considérera la « table de vérité » ci-après :

m	f = 1	2	3	4
1	V	F_1	F_2	F_3
2	F_1	V	F_3	F_2
3	F_2	F_3	V	F_1
4	F_3	F_2	F_1	V

Il est aisé d'exprimer chacune des fonctions logiques V, F_1, F_2 et F_3 au moyen des notations de l'algèbre de Boole. On désignera à cet effet par X_1, X_2, X_3 et X_4 quatre variables binaires telles que $X_i = 1$ pour $i = m$ et $X_i = 0$ pour $i \neq m$ (avec $1 \leqslant i \leqslant 4$), et par Y_1, Y_2, Y_3 et Y_4 quatre autres variables binaires telles que $Y_j = 1$ pour $j = f$ et $y_j = 0$ pour $j \neq f$. Moyennant ces conventions, les 4 fonctions logiques considérées s'écrivent :

$$F_1 = X_1Y_2 + X_2Y_1 + X_3Y_4 + X_4Y_3$$

$$F_2 = X_1Y_3 + X_2Y_4 + X_3Y_1 + X_4Y_2$$

$$F_3 = X_1Y_4 + X_2Y_3 + X_3Y_2 + X_4Y_1$$

$$V = X_1Y_1 + X_2Y_2 + X_3Y_3 + X_4Y_4$$

3.2.2. *Cas d'un programme linéaire « à réponses construites ».*

Si la séquence programmée est du type linéaire « à réponses construites », chacun des k caractères alphanumériques mis en mémoire dans l'unité de traitement est comparé à tour de rôle avec le caractère de même rang désigné par l'utilisateur en abaissant l'une des touches du clavier mis à sa disposition, après validation de ce dernier caractère par la manœuvre du poussoir *Enr Rp*.

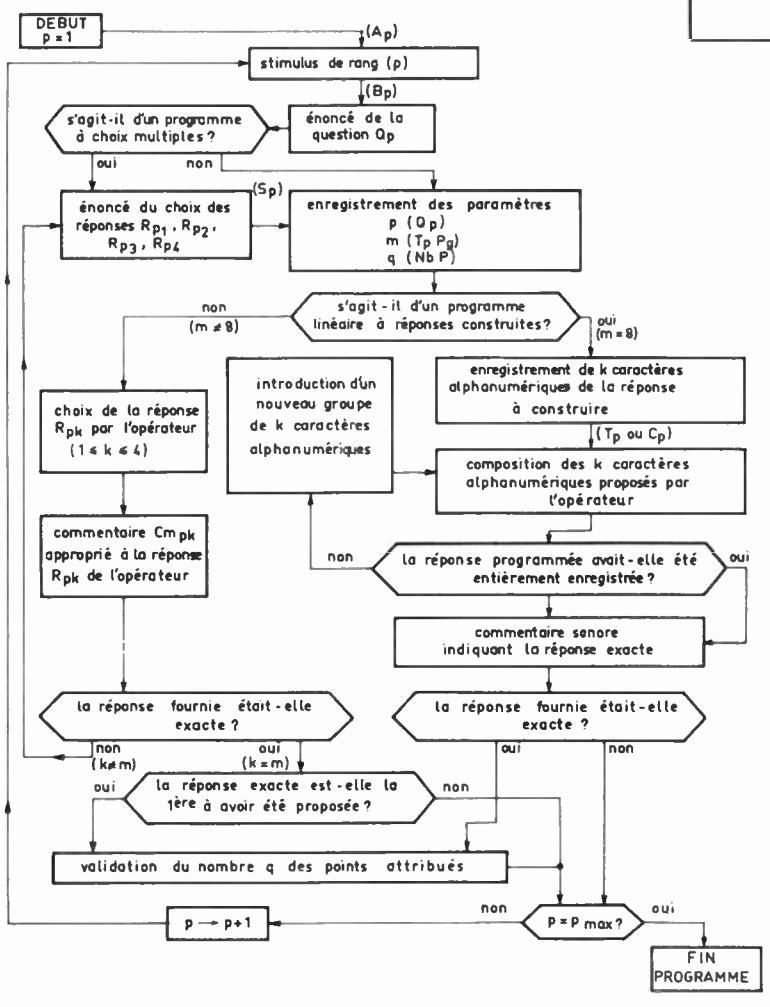


Fig. 5. — Ordinogramme relatif au processus de traitement de programmes mixtes.

Une réponse est considérée comme exacte lorsque l'ensemble des caractères alphanumériques qui la composent s'identifie avec l'ensemble des caractères alphanumériques de la réponse programmée, l'ordre de succession des caractères étant le même dans les deux cas.

3.3. Enregistrement du comportement de l'utilisateur

La suite des réponses fournies par l'utilisateur — qu'il s'agisse de réponses choisies parmi plusieurs ou de réponses construites — peut être enregistrée par les manœuvres successives du poussoir commandant l'enregistrement des réponses, au moyen d'une petite imprimante fournissant en clair, soit le rang de chaque réponse fournie, soit les caractères alphanumériques d'un mot ou d'une expression.

Il est ainsi possible, lorsque la machine est utilisée en dehors de la présence d'un moniteur, de connaître le comportement de l'élève, de relever ses points faibles, etc.

Par ailleurs, la comparaison des enregistrements obtenus avant et après le passage du programme fournit une indication intéressante sur la somme des connaissances acquises.

4. Eléments constitutifs d'une machine à apprendre réalisée suivant la conception modulaire

Dans sa version la plus complète, chaque machine considérée individuellement comprend :

— une unité de programmation et de traitement à laquelle est éventuellement incorporée une petite imprimante pour l'enregistrement des réponses ;
— un lecteur de bandes ;
— une unité de sélection automatique d'adresses ;
— un appareil audio-visuel.

4.1. Unité de programmation et de traitement

Cette unité interprète les informations enregistrées sur la bande-programme, les affiche éventuellement en clair au moment opportun et décide, en fonction du comportement de l'utilisateur, du processus à suivre.

4.2. Lecteur de bandes perforées

Le lecteur de bandes délivre séquentiellement, à destination des mémoires de l'unité de programmation et de traitement, les informations contenues dans la bande-programme : dans le fonctionnement en machine « à choix multiples », l'avance de la bande ne peut reprendre que lorsque la réponse correcte à la question posée a été trouvée.

4.3. Unité de sélection automatique d'adresses

Cette unité connecte à la sortie de l'unité de programmation et de traitement seulement lorsque la matière à enseigner est enregistrée sur un support à défilement continu (bande magnétique ou images filmées), l'équipement audio-visuel utilisé : le rôle de l'unité de sélection, dans ce cas, est de rechercher, parmi toutes les adresses codées caractérisant les différents items enregistrés sur ce support, celle qui est désignée par l'unité de programmation et de traitement.

4.4. Appareil audio-visuel

L'emploi d'un tel appareil permet de présenter la matière à enseigner lorsqu'elle est enregistrée sur un support à défilement continu : magnétophone pour la lecture d'une bande magnétique ou projecteur de cinéma pour la projection d'images filmées, ou les deux à la fois.

Cependant, en règle générale, l'utilisateur désirant s'équiper d'une telle machine commencera par se procurer l'unité (*A*) de programmation et de traitement et le lecteur de bandes associé (*B*). Il aura la possibilité, ainsi qu'il a déjà été indiqué, de compléter ultérieurement cet équipement initial par l'appareil audiovisuel (*D*) et par l'unité intermédiaire (*C*) de sélection automatique d'adresses.

Dans les cas particuliers où l'on souhaite faire appel systématiquement aux aides audio-visuelles, on aura, par contre, intérêt à utiliser un support commun pour le programme et la matière enseignée.

5. Centrales pédagogiques

Une centrale pédagogique comporte, d'une façon générale, un certain nombre de machines individuelles du même type, constituant autant *d'unités périphériques* qui peuvent être reliées au *poste central* où le moniteur dispose de tous les éléments nécessaires au déroulement des tests et à leur exploitation.

Au poste central peut être associé un *ensemble de dépouillement automatique* des résultats de tests qui fournit en une fraction de seconde, dès l'achèvement de ces derniers, le classement des élèves dans l'ordre de mérite avec les notes obtenues et, éventuellement, des indications relatives à la dispersion des résultats, le même ensemble étant également utilisable, avant toute diffusion d'un programme, pour en étudier la validité et lui apporter les retouches qui peuvent s'avérer nécessaires.

5.1. Utilisation des programmes

On a vu, plus haut, que les programmes établis pour le fonctionnement des machines en machines à apprendre pouvaient être utilisés sans modification pour faire subir à leurs utilisateurs des tests collectifs. Dans ce cas, *une fraction seulement du programme est prise en considération* par la machine : cette fraction se limite au seul énoncé des questions, à l'exclusion de tout commentaire. Au surplus, *le déroulement du programme se fait toujours dans le même sens*, sans retour en arrière (cas des programmes du type « à choix multiples »).

5.2. Agencement d'une centrale pédagogique

Lorsque les machines des postes périphériques sont réalisées suivant la conception modulaire, deux formules peuvent être envisagées :

5.2.1. *Agencement d'une centrale pédagogique équipée de postes périphériques amovibles*

Cette formule, schématisée par la figure 6, est celle qui présente le plus de souplesse, puisque chacune des λ machines individuelles mises à la disposition des utilisateurs peut fonctionner de manière entièrement autonome lorsqu'elle est déconnectée de la centrale.

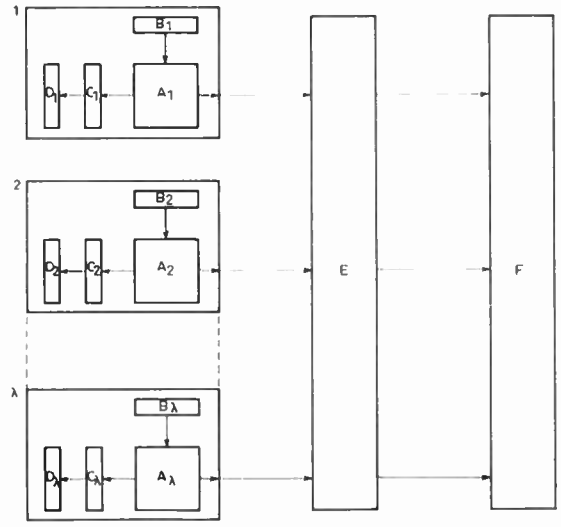


FIG. 6. — Agencement général d'une centrale pédagogique équipée de machines amovibles :

A — Unité de programmation et de traitement.
B — Lecteur de bandes perforées.
C — Unité de sélection automatique d'adresses.
D — Unité périphérique (magnétophone, projecteur, etc).
E — Unité centrale.
F — Ensemble de dépouillement automatique des résultats de tests.

5.2.2. *Agencement d'une centrale pédagogique équipée de postes périphériques fixes*

Cette formule, schématisée par la figure 7, est plus économique que la précédente. Son application ne permet plus, cependant, de conserver l'une des caractéristiques essentielles de ces dernières, à savoir la possibilité, pour l'utilisateur, de déconnecter sa machine individuelle de l'unité centrale et de l'emmener, par exemple, chez lui pour poursuivre son étude.

Néanmoins, si l'on accepte cette perte d'autonomie, on peut réaliser, à partir des mêmes sous-ensembles, une centrale pédagogique qui rappelle un peu, par sa constitution, les installations modernes prévues pour l'étude des langues vivantes, chaque machine à enseigner étant disposée dans une cabine individuelle.

Deux modes d'exploitation distincts peuvent être envisagés :

a) *Emploi de la programmation automatique*

Le programme est toujours enregistré sur bandes, mais le lecteur de bandes (*B*) est unique.

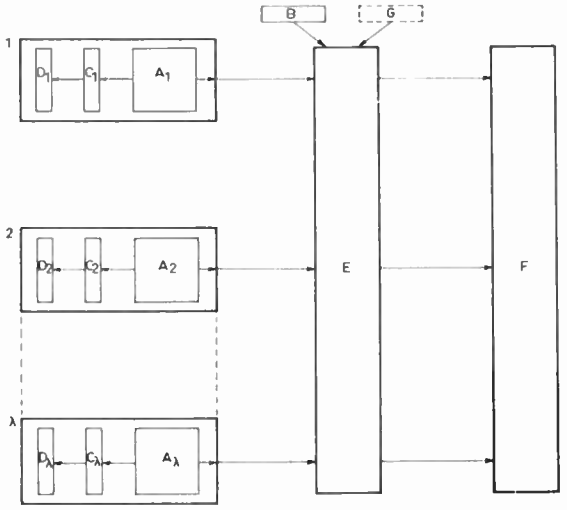


FIG. 7. — Agencement général d'une centrale pédagogique équipée de postes fixes.

A — Unité de traitement.
B — Lecteur de bandes perforées utilisé en programmation automatique.
C — Unité de sélection automatique d'adresses.
D — Unité périphérique (magnétophone, projecteur, etc.).
E — Unité centrale.
F — Ensemble de dépouillement automatique des résultats de tests.
G — Unité d'entrée pouvant être substituée à B en programmation manuelle.

Chaque machine individuelle se limite alors à une unité de traitement (*A*), une unité de sélection automatique d'adresses (*C*) et une unité périphérique audio-visuelle (*D*).

Les unités de traitement (*A*) de la figure 7, sont simplifiées par rapport aux unités de programmation et de traitement qui, dans la figure 6, portent le même repère, puisqu'elles n'ont pas à assurer la conversion série-parallèle des informations lues par le lecteur de bandes qui leur était précédemment associé. Par contre, un convertisseur unique du même type doit être ajouté à l'unité centrale (*E*) pour réaliser la même opération avec le lecteur de bandes commun (*B*).

Avec ce mode d'exploitation, il est nécessaire d'attendre que l'ensemble des utilisateurs ait trouvé la réponse correcte à la question posée avant d'ordonner une nouvelle avance du lecteur de bandes et de passer à la question suivante. Techniquement, cet impératif conduit à placer l'avance du lecteur sous la dépendance d'une condition *ET*.

b) *Emploi de la programmation manuelle*

Si l'on désire réserver au moniteur la faculté de construire lui-même son programme, on est conduit à supprimer le lecteur de bandes (*B*) et les circuits de conversion série-parallèle connectés précédemment à l'unité centrale (*E*), et à leur substituer une unité d'entrée (*G*) fournissant directement, sous forme parallèle, les informations du programme.

Une telle unité peut être constituée, suivant une disposition connue, par un ensemble de commutateurs décimaux manœuvrés par le moniteur.

La progression du programme est alors entièrement assurée par ce dernier chaque fois que l'ensemble des utilisateurs a correctement répondu, ce qui est signalé à l'unité centrale par l'allumage de voyants prévus à cet effet.

5.3. Constitution du pupitre central

On supposera que, sur les λ postes périphériques pouvant équiper la centrale pédagogique, une partie seulement μ est utilisée ($\mu \leqslant \lambda$). La mise en service d'un poste périphérique est réalisée dès qu'on a raccordé la machine correspondante au câble de liaison prévu à cet effet et que l'on a amené le commutateur « *C/T* » de la machine sur la position « *T* » (Tests), ce qui a pour effet d'adapter le déroulement du programme aux nouvelles conditions d'utilisation.

La figure 8 représente à titre d'exemple, en schéma unifilaire, l'agencement de la centrale pédagogique.

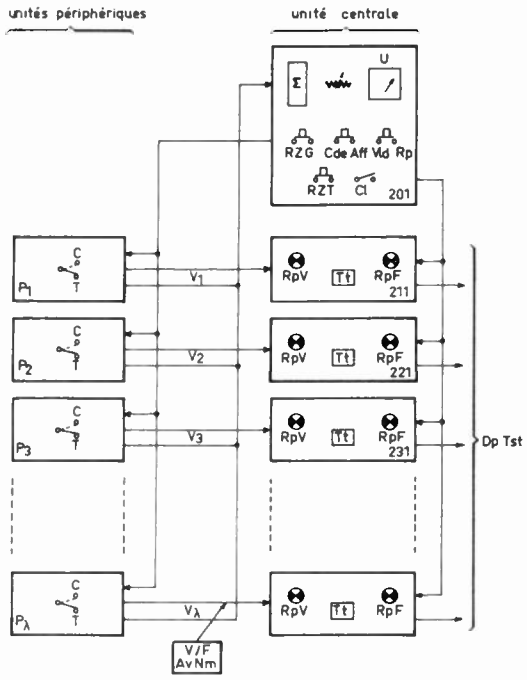


Fig. 8. — Centrale pédagogique.

Les circuits du *pupitre central* peuvent être décomposés en circuits communs et en circuits individuels, les premiers existant quel que soit le nombre des postes périphériques, alors que les seconds sont en nombre égal à ces derniers.

5.3.1. *Circuits communs*

Les circuits communs 201 comportent les éléments suivants :

a) des *organes de commande* utilisés par le moniteur pour annuler initialement le contenu des totalisateurs électromécaniques du poste central (poussoir *RZT*), pour commander à distance l'avance des bandes programmes dans les postes périphériques après avoir provoqué leur remise à zéro générale (poussoir *RZG*) ou l'affichage du rang de la réponse exacte (poussoir *Cde Aff*), pour valider les réponses fournies (poussoir *Vld Rp*), enfin pour couper éventuellement les circuits d'alimentation des voyants du poste central (clé *CL*) ;

b) un circuit *d'affichage visuel de la proportion de réponses correctes obtenues* (P_p R_p), qui comprend un sommateur analogique dont les λ entrées sont connectées respectivement à chacune des lignes *V* (vrai) en provenance des postes périphériques, un voltmètre à aiguille mesurant la tension de sortie du sommateur et qui peut être gradué directement en %, enfin, un potentiomètre pour le réglage de la résistance de contre-réaction $R(\mu)$ de l'amplificateur opérationnel utilisé dans le sommateur, ce potentiomètre — gradué en fonction du nombre effectif μ de postes périphériques en service — ayant pour but d'afficher des valeurs de pourcentage qui soient indépendantes de μ.

5.3.2. *Circuits individuels*

Les circuits individuels 211, 221, 231, ... comprennent, en λ exemplaires distincts, les éléments suivants qui répètent au poste central certaines indications des postes périphériques :

a) un jeu de *deux voyants* R_pV et R_pF qui indiquent la valeur vraie ou fausse de chaque réponse ;

b) un *totalisateur* électromécanique T_t qui totalise le nombre des points obtenus.

5.4. Dépouillement automatique des résultats de tests

On donnera maintenant quelques indications concernant l'ensemble de dépouillement automatique qui, par adjonction à une centrale pédagogique, permet d'enregistrer automatiquement sous forme imprimée, à la fin d'une série de tests collectifs, le

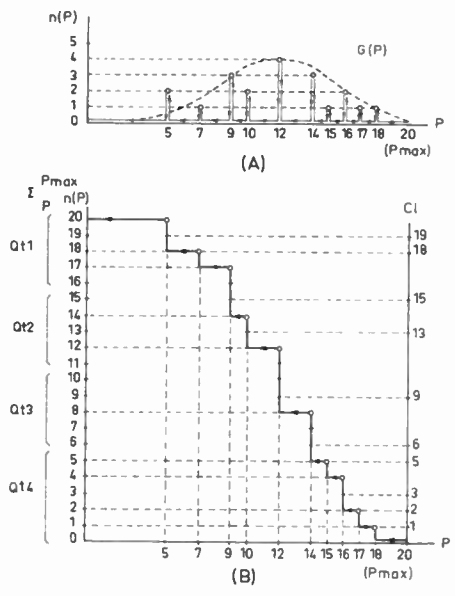


Fig. 9. — Exemple de distribution de données :

a) Histogramme $n(P)$.

b) Courbes représentant les valeurs cumulées et le classement des sujets.

classement des utilisateurs par ordre de mérite et le nombre des points obtenus par chacun d'eux.

Le même ensemble peut également servir pour l'élaboration de données statistiques, par exemple pour permettre à un professeur de tester le programme qu'il a élaboré avant toute diffusion de ce dernier. L'ensemble de dépouillement fournit alors, par l'addition d'un circuit spécifique, les informations caractérisant la dispersion des résultats et l'indication des différents quartiles auxquels ils appartiennent.

La figure 9 représente, sous la forme d'*histogrammes*, un exemple de distribution de données avec l'indication des informations élaborées par le dispositif de dépouillement automatique.

Le diagramme de la figure 9 *a* se rapporte aux nombres $n(P)$ de sujets ayant obtenu un nombre de points P à l'issue des tests, la variable étant ce nombre P ; celui de la figure 9 *b* représente la somme cumulée $\Sigma\, n(P)$ et le classement C_L déduit des résultats indiqués en supposant, à titre d'exemple, que ces résultats sont les suivants :

$n(P)$	P	$\Sigma n(P)$	C_L
1	18	1	1
1	17	2	2
2	16	4	3
1	15	5	5
3	14	8	6
4	12	12	9
2	10	14	13
3	9	17	15
1	7	18	18
2	5	20	19

A l'histogramme de la figure 9 *a* a été superposée — pour mémoire — la courbe $G(P)$ qui correspond à une distribution gaussienne.

La détermination des quantités $n(P)$ et $\Sigma\, n(P)$ peut se faire indifféremment dans l'ordre des valeurs croissantes ou dans celui des valeurs décroissantes de P : le premier est celui qui est généralement adopté pour les analyses statistiques, alors que le second est imposé lorsqu'il y a classement par ordre de mérite. C'est ce dernier qui sera considéré ici dans les deux cas, l'application principale envisagée étant le *dépouillement des tests pédagogiques*.

L'ensemble des points attribués est donc analysé *à partir de la valeur maximale* P_{max} — égale à 20 dans le cas particulier considéré — jusqu'à la valeur minimale 0, en faisant décroître régulièrement la valeur P d'une quantité déterminée a priori — une unité dans le cas présent —. Pour chaque valeur nouvelle de P, il est procédé à la détermination du nombre de sujets $n(P)$ ayant totalisé P points : chaque fois qu'un sujet a été identifié, la valeur $n(P)$ est majorée d'une unité, de même que la somme cumulée $\sum_{P+1}^{Pmax} n(P)$ cependant que le numéro d'identification du sujet est mémorisé jusqu'au moment où tous les sujets ayant recueilli le même nombre de points P ont été passés en revue. A ce moment, il est procédé à la *transcription en clair* des résultats obtenus, puis l'on recommence la même analyse, en considérant cette fois le nombre de points inférieur d'une unité au précédent.

On notera que le *classement* C_L attribué aux n sujets ayant obtenu P points s'obtient simplement en ajoutant une unité à la somme cumulée $\sum_{P+1}^{Pmax} n(P)$.

On voit ainsi, en se reportant à la figure 9 *b*, que si 8 sujets ont obtenu un nombre de points égal ou supérieur à 13, l'ensemble des 4 sujets qui ont recueilli un nombre de points égal à 12 sera classé à la place de rang $8+1 = 9$. Cette remarque est utilisée dans le dispositif considéré ici pour établir le classement $C_L(P)$.

Afin de définir la dispersion des résultats obtenus, il a été prévu de donner, dans les analyses statistiques, les *valeurs des différents quartiles* au fur et à mesure de l'élaboration des sommes cumulées $\sum_{P}^{Pmax} n(P)$. A cet effet, la valeur du quartile (Qt) est comparée en permanence avec la somme Σ précédente : chaque fois que Σ prend une valeur multiple du quartile, le numéro de ce dernier est abaissé d'une unité, ce qui conduit à indiquer, lors de chaque transcription des résultats de l'analyse, que le quartile auquel appartient la classe de population considérée est, soit le quartile 4 qui correspond aux nombres de points les plus élevés, soit l'un des quartiles intermédiaires 3 ou 2, soit enfin le premier quartile correspondant aux nombres de points les plus bas. Bien entendu, les mêmes principes seraient applicables pour des classes de population différentes ; c'est ainsi que les quartiles considérés ici à titre d'exemple pourraient tout aussi bien être remplacés par des déciles en opérant, non plus sur 4 classes de population distinctes, mais sur dix.

Dans tous les cas, on suppose que les nombres de points P soumis à l'analyse statistique sont préalablement enregistrés dans des registres pouvant fonctionner en compteurs et que les résultats de l'analyse apparaissent dans d'autres registres ou compteurs en numération parallèle et sous forme binaire-décimale. On peut alors transcrire ces derniers en clair au moyen d'une machine téléscriptrice suivant des moyens connus, ou encore adjoindre aux registres et compteurs de sortie du dispositif de dépouillement des circuits extérieurs se prêtant à tout autre mode de présentation désiré, par exemple une représentation des histogrammes sur l'écran d'un oscillographe cathodique. Ces dispositifs annexes sont bien connus et leur réalisation ne pose aucun problème particulier.

Dispositif électronique d'aide à l'enseignement

J. BORNE

Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée

1. Introduction

L'enseignement programmé, défini comme un ensemble de procédures tendant à l'organisation rationnelle des processus d'apprentissage, n'est pas, dans la majorité de ses principes, incompatible avec un enseignement collectif. Le contrôle fréquent de la progression suivie par les élèves est un de ces principes et si les moyens audio-visuels d'aide à l'enseignement sont nombreux et suffisamment connus pour qu'il ne soit pas nécessaire de les énumérer ici, les contrôles par les interrogations orales ou écrites ne peuvent être effectués que partiellement ou trop rarement.

Un dispositif d'interrogation collective et d'enregistrement individuel a été étudié aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée et présenté en septembre 1964 lors d'une journée d'exposition de matériel d'enseignement programmé organisée au musée du Conservatoire National des Arts et Métiers, sous l'égide de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique et de l'Institut Pédagogique National. Ce dispositif donne la possibilité de procéder à de fréquents sondages qui obligent les élèves à soutenir leur attention ; les réponses enregistrées, rapidement évaluées, classées et dénombrées, fournissent à l'enseignant de précieuses indications pour conserver ou modifier le rythme et l'orientation de son exposé.

D'autre part, un principe très important de l'enseignement programmé est que l'on y souhaite respecter les différences des rythmes les mieux adaptés à chaque élève, et celles-ci ne seront véritablement exploitées que dans la mesure où l'on aura mieux défini les processus, les critères et les conditions optimales d'apprentissage.

Cette recherche fondamentale de connaissances doit être soutenue par une expérimentation d'autant plus précise qu'elle pourra être étendue à de nombreux domaines de l'enseignement et effectuée à divers niveaux d'application.

Le dispositif d'interrogation collective et d'enregistrement individuel permet de multiplier ces expérimentations en évitant les limitations liées à l'emploi d'appareillages ou de programmes trop spécialisés.

2. Description du dispositif

Le dispositif d'interrogation collective proposé comporte essentiellement (fig. 1) :

— un pupitre de commande à l'usage de l'enseignant ;

— des pupitres individuels à l'usage des élèves (un seul pupitre est représenté sur la photographie) ;

— un équipement léger de traitement de l'information.

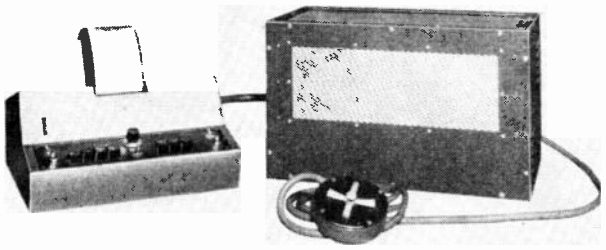


FIG. 1.

Cet équipement est contenu dans un boîtier parallélépipédique de dimensions approximatives 40 cm × 25 cm × 25 cm ; il est relié par câbles souples au pupitre du professeur et aux pupitres des élèves.

Réalisé sur circuits imprimés, il utilise des éléments logiques à semiconducteurs et tores magnétiques. L'association des semiconducteurs et des tores magnétiques a été étudiée dans notre laboratoire, au cours de ces dernières années, dans le but de réaliser des éléments logiques économiques et robustes permettant d'effectuer simplement les différentes opérations de traitement de l'information chaque fois qu'il n'est pas nécessaire d'obtenir une très grande vitesse. La description de ces circuits a déjà été publiée ; on pourra notamment en trouver une étude assez complète dans des articles parus dans la revue « Acta Electronica » [1,2] ou dans la revue « l'Onde Electrique » [3] qui traitent de leur application aux petits ensembles de calcul.

L'ensemble de traitement de l'information comprend

— un sous-ensemble de mémoire d'une capacité de 650 bits (éléments d'informations binaires) permettant d'enregistrer les réponses individuelles de 30 élèves à une série de 10 questions, en même temps que les réponses exactes données par le professeur ;

— un sous-ensemble de comptabilisation permettant d'analyser les informations stockées dans la mémoire ;

— un sous-ensemble de programmation commandant le fonctionnement du dispositif suivant le mode d'utilisation désiré ;

— un sous-ensemble d'affichage pour la commande de l'organe d'impression qui utilise le procédé de formation des caractères par mosaïque de points, décrit dans les articles précités ;

— une alimentation basse tension.

Le pupitre du professeur, muni du dispositif imprimant, comporte :

— un sélecteur à trois positions permettant de

choisir l'un des trois modes de fonctionnement :

— cours ;
— enregistrement d'interrogation ;
— résultat d'interrogation ;

— quatre boutons poussoirs permettant au professeur d'indiquer la réponse qu'il désire contrôler en position « cours » ;

— un sélecteur à deux positions permettant au professeur d'indiquer la réponse exacte en position « enregistrement d'interrogation » ;

— un bouton poussoir commandant l'enregistrement des réponses et leur analyse ;

— une clé à trois positions permettant de choisir un barème de notation en position « résultat d'interrogation ».

Ce pupitre, dont les dimensions approximatives sont 30 cm × 25 cm × 15 cm, peut être facilement placé sur le bureau du maître.

Les pupitres des élèves, particulièrement simples, ne comportent que quatre boutons poussoirs et peuvent être fixés aux emplacements de travail des élèves.

3. Fonctionnement en position « cours »

Lorsque le professeur désire contrôler les connaissances acquises par ses élèves, il interrompt son exposé et propose une question accompagnée de réponses possibles (4 au maximum repérées A, B, C et D) ; les élèves indiquent sur leurs claviers individuels la réponse qu'ils jugent correcte et peuvent éventuellement modifier leur choix jusqu'au moment de l'enregistrement. Celui-ci est décidé par le professeur après qu'il ait lui-même choisi la réponse qu'il désire analyser, par exemple la réponse correcte.

L'enregistrement des réponses des élèves est effectué pendant un temps très bref (inférieur à 1/100 de seconde) et ces réponses individuelles sont immédiatement imprimées dans l'ordre du numérotage des claviers, l'impression des lettres A, B, C et D correspondant aux réponses effectuées est faite sur deux lignes successives et des espaces blancs indiquent les élèves qui n'ont pas donné de réponses.

Au cours de cette opération, le sous-ensemble de comptabilisation totalise les réponses identiques à celle choisie par le professeur et le résultat est imprimé en regard de la deuxième ligne avec indication de ce choix.

L'impression complète de ces résultats ne dure que 2 secondes et le professeur peut, s'il le désire, obtenir le calcul et l'impression du nombre de réponses correspondant à chacune des trois autres possibilités.

La rapidité de réponse du dispositif permet encore au professeur de procéder à des enregistrements successifs pour une même question proposée afin d'étudier le temps de réaction des différents élèves.

Dans cette position, le sous-ensemble de mémoire ne conserve les informations enregistrées que jusqu'à la fin de la comptabilisation et se retrouve disponible pour une nouvelle opération. Ainsi le nombre d'interrogations auxquelles on peut procéder pendant un cours n'est pas limité.

L'exemple suivant aidera à décrire l'utilisation du dispositif pendant un cours que nous avons choisi dans le programme de physique de la classe de 1re.

Le cours traite de l'étude qualitative de l'électrolyse.

Après avoir exposé le phénomène et donné les conditions dans lesquelles il se produit : passage du courant dans un électrolyte (solution aqueuse d'un sel, d'un acide ou d'une base), le professeur fournira quatre exemples de corps solubles dans l'eau. On peut proposer :

A l'acide chlorhydrique
B la soude
C l'alcool
D le chlorure de sodium

Partant de ces propositions, il pourra poser une série de questions :

1re *question* : Lequel de ces quatre corps est une base ?

Le professeur demande au dispositif le décompte des réponses B et obtient les résultats imprimés.

B C B B B D B B B C C B B B B
B B B C B B B B B B C B B B 23 B

Cette question peut n'être pas posée uniquement pour vérifier des connaissances en chimie (qui n'est pas exactement l'objet du cours), mais pour maintenir l'attention des élèves sur le rôle important du classement des corps dans le phénomène de l'électrolyse, ce que le professeur rappellera en donnant à ses élèves la bonne réponse.

2e *question* : Lequel de ces quatre corps est un sel ?

Le professeur déclenche le décompte des réponses D et obtient les résultats.

D D D D D D D D D D D D D D D
D D D D D D D D D D D D D D 30 D

Nous avons supposé que tous les élèves ont correctement répondu et le professeur n'aura qu'à confirmer cette bonne réponse.

3e *question* : Lequel de ces quatre corps n'est pas un électrolyte ?

Le professeur peut déclencher deux fois, à quelques secondes d'intervalle, le décompte des réponses C et obtient successivement :

C C C D C D C D C C C
C C C D C D C C C 17 C

C C C D C C C D C C C D C C C
C C C C C C C A D C C C C C C C 25 C

En donnant la bonne réponse il rectifiera l'erreur de jugement des élèves qui ont donné une réponse fausse sans prendre le temps de réfléchir.

4. Fonctionnement en position « enregistrement d'interrogation »

Lorsque le professeur désire procéder à une interrogation générale il doit préparer une série de dix questions formulées comme des propositions qui doivent être jugées correctes ou incorrectes.

Il présente ensuite ces propositions à ses élèves et effectue l'enregistrement de leurs réponses en même

temps qu'il indique lui-même sur son pupitre les réponses exactes.

On peut concevoir deux manières de procéder à cette interrogation, soit en laissant un temps de réflexion entre chaque présentation de proposition et l'enregistrement de la réponse correspondante, soit en laissant un temps de réflexion global entre la présentation de l'ensemble des propositions et les enregistrements successifs de l'ensemble des réponses.

Les élèves ne peuvent, en principe, répondre à de telles propositions qui suivant une alternative : ils doivent juger la proposition « correcte » ou « incorrecte ». Un choix aussi simple peut conduire certains élèves à prendre leur décision au hasard. On a donc adjoint la possibilité pour chaque élève d'affirmer pour chaque question que son choix a été bien réfléchi en répondant de l'une des manières suivantes : « correct », « incorrect » « correct confirmé » ou « incorrect confirmé ». Une pénalisation importante attachée à une réponse confirmée inexacte évitera l'emploi abusif de cette possibilité de confirmation. La possibilité pour l'élève de justifier son choix représente à la fois une contrainte mais aussi une facilitation qui libère les élèves anxieux ou inhibés, peu sûrs de la valeur de leur réponse, en leur permettant d'indiquer leur choix par une réponse simple « correct » ou « incorrect » sans crainte de pénalisation.

Le sous-ensemble de mémoire enregistre la totalité des réponses des élèves et des réponses exactes indiquées par le professeur pour l'ensemble des dix questions. Lorsque la dixième question a été posée et les réponses correspondantes enregistrées, le sous-ensemble de programmation commande l'impression sur une ligne des réponses exactes à ces dix questions. Au cours de l'interrogation, les réponses non fournies par les élèves sont enregistrées comme des réponses inexactes mais non confirmées.

Nous utilisons le même cours qu'au paragraphe précédent pour citer quelques exemples de propositions que le professeur pourra donner à juger lors d'une interrogation générale portant sur l'ensemble du chapitre étudié :

1re *proposition* : L'électrolyse d'une solution sodée par un courant alternatif (50 Hz) est possible.

Le professeur indique que sa proposition est correcte et enregistre les réponses des élèves.

Pour répondre « correct confirmé » un élève doit s'être rappelé que la soude est bien un électrolyte et que l'existence du phénomène d'électrolyse ne dépend pas du sens du courant.

2e *proposition* : Lors de l'électrolyse d'une solution sodée, le gaz recueilli au-dessus d'une électrode ne dépend pas de la nature du courant utilisé.

Le professeur indique que sa proposition est incorrecte et enregistre les réponses des élèves.

Pour répondre « incorrect confirmé » un élève doit bien se rappeler que les anions et les cathions se dirigent vers des électrodes de polarités bien déterminées : la polarité d'une électrode fixée dans le cas du courant continu est dans l'autre cas alternativement positive et négative.

3e *proposition* : L'électrolyse d'une solution sodée par un courant continu permet de recueillir de l'hydrogène au-dessus de la cathode.

Le professeur indique que sa proposition est correcte et enregistre les réponses.

Pour répondre « correct confirmé » un élève doit se rappeler ou établir par raisonnement le processus de transfert des ions et la réaction chimique secondaire qui se produit à la cathode.

5. Fonctionnement en position « résultat d'interrogation »

Le professeur choisit d'abord la pénalisation qu'il désire appliquer aux réponses confirmées inexactes, cette pénalisation doit rester la même pour l'ensemble de l'interrogation.

Le dispositif imprime ligne par ligne les réponses des différents élèves dans l'ordre du numérotage des claviers. Les réponses confirmées apparaissent soulignées.

Sur chaque ligne sont ainsi imprimées les réponses d'un même élève aux dix questions successives et ces réponses peuvent être comparées aux réponses types précédemment imprimées. De plus pendant le temps de l'affichage, le sous-ensemble de comptabilisation fait automatiquement cette comparaison et calcule la note méritée. Pour chaque réponse exacte non confirmée, l'élève bénéficie de 1 point. Pour chaque réponse exacte confirmée, l'élève bénéficie de 2 points. Il ne bénéficie d'aucun point pour une réponse inexacte non confirmée ou une absence de réponse et il est pénalisé suivant la décision du professeur par un retrait de 1, 2 ou 3 points pour une réponse inexacte confirmée. L'affichage de la note obtenue est imprimé en regard des réponses de chaque élève. La note maximale est 20 et ne peut être obtenue qu'avec des réponses toutes exactes et confirmées. Les notes négatives qui seraient obtenues pour un nombre important de réponses inexactes confirmées sont ramenées à zéro.

Nous donnons un exemple de résultats pour les trois premiers élèves suivant l'ordre de numérotage des claviers, après un examen comportant dix questions analogues à celles décrites au paragraphe précédent, en supposant appliquée une pénalité de − 2 points.

La première ligne rappelle les réponses du professeur.

	C	I	C	C	C	I	I	C	C	I	
Elève nº 1 :	C	I	C	C	C	I	I	C	I	I	16
Elève nº 2 :	C	I	C	C	I	I	I	C	C	I	13
Elève nº 3 :	C	I	C	C	I	C	I	C	I	I	8

On peut voir sur cet exemple que l'élève nº 3, qui a systématiquement utilisé la confirmation, a été fortement pénalisé pour les trois erreurs qu'il a commises.

6. Conclusions

Le prototype que nous venons de décrire a été réalisé par la Société La Radiotechnique RTC au Centre de Suresnes et expérimenté dans le cadre des cours de formation professionnelle qui y sont donnés. Les

expérimentations ont surtout porté sur l'utilisation du dispositif en position « cours » et les responsables de ce Centre de Formation ont si bien reconnu l'aide efficace apportée à l'enseignant et aux élèves qu'ils ont engagé les services de développement à étudier un nouveau prototype simplifié mais de réalisation plus économique et donc susceptible de plus grande diffusion.

Le dispositif simplifié (fig. 2) n'utilise pas une imprimante pour la présentation des réponses des élèves mais un panneau lumineux figurant le plan de la classe.

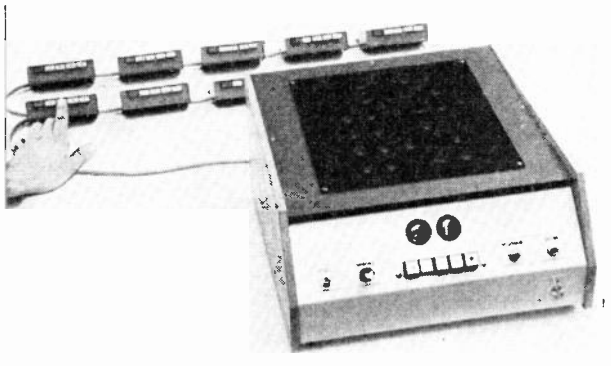


FIG. 2.

Seules les réponses conformes à la réponse choisie par le professeur sont enregistrées sur ce panneau et dénombrées, ce qui permet un jugement extrêmement rapide du résultat obtenu et la vitesse inhérente aux circuits électroniques fournit la possibilité de nombreux sondages successifs montrant l'établissement progressif des réponses suivant le temps de réaction des élèves.

Ces deux caractéristiques, clarté de la présentation et mesure du temps de réponse, sont aussi très importantes dans le domaine des recherches pédagogiques en vue de l'enseignement programmé, et les chercheurs et responsables de l'Institut Pédagogique National, désireux de poursuivre des expérimentations avec un tel dispositif, nous ont demandé d'apporter quelques modifications à notre premier prototype tout en lui conservant la caractéristique essentielle qui est l'impression complète des réponses, pour l'analyse détaillée du comportement des élèves.

L'organisation logique de l'équipement de traitement de l'information permet de satisfaire à ces demandes par un aménagement assez simple des circuits de programmation :

— En position « Cours » l'adjonction d'une nouvelle option permettant un fonctionnement en sondage continu fournira des enregistrements successifs toutes les deux secondes, en imprimant chaque fois, avec leur décompte, les seules réponses des élèves conformes à celle demandée par le professeur en même temps qu'un nouveau compteur comptabilisera, pour chaque enregistrement, la totalité des réponses fournies, indépendamment de leur catégorie. L'enseignant pourra ainsi évaluer très rapidement l'ensemble des réponses fournies, le temps de réaction des élèves ou même le comportement de l'un d'entre eux et, lorsque le pourcentage désiré aura été atteint pour l'ensemble des réponses, procéder à un enregistrement global des résultats.

— En position « Enregistrement d'interrogation » une absence de réponse à une question ne sera plus automatiquement traduite par une réponse inexacte non confirmée, mais la capacité de la mémoire sera augmentée pour en conserver l'information.

— En position « Résultat d'interrogation » les réponses des élèves seront imprimées telles qu'elles auront été fournies, la non réponse se traduisant par un espace blanc à l'emplacement correspondant.

Ainsi, la combinaison de circuits logiques, aussi simples que ceux utilisés dans une machine à calculer de bureau, et d'un organe d'impression rapide permet de constituer un équipement bien adapté aux recherches pédagogiques tout en lui conservant un prix de revient peu élevé qui en permette la mise en place dans plusieurs centres d'expérimentation.

Les documents imprimés peuvent être, dans un premier stade d'expériences, directement analysés par les chercheurs et, par la suite, traduits sur les supports plus appropriés aux traitements statistiques sur machine ; on peut encore envisager d'enregistrer simultanément les résultats sur bande perforée et la conception du dispositif rendrait cette adaptation particulièrement simple.

Le Centre de Documentation sur l'Enseignement Programmé, à l'Institut Pédagogique National, considérant qu'un des rôles les plus importants de l'enseignement programmé est justement de promouvoir et de guider les recherches, étudie un programme d'expérimentations dans le cadre de l'enseignement public, et les nombreux contacts que les Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée ont pris, grâce à cet organisme, avec des professeurs et des pédagogues leur permettent d'espérer que le dispositif d'interrogation collective et d'enregistrement individuel que nous avons décrit ici pourra être fructueusement utilisé.

Remerciements

L'auteur tient à remercier la Direction des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée qui a autorisé la publication de cet article.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BORNE J., AUBEDERT M. — Circuits de calcul utilisant des transistors et des tores magnétiques. *Acta Electronica* Vol. 5, n° 2, pp. 219-236, avril 1961.

[2] BORNE J., AUDEBERT M., MARTIN M., GOUDIN R. — Une machine à calculer de bureau électronique. *Acta Electronica* Vol. 8, n° 3, pp. 203-239, juillet 1964.

[3] AUDEBERT M., BORNE J., GOUDIN R. — Application de l'électronique aux petits ensembles de calcul. *L'Onde Electrique*, vol. 44, n° 443, pp. 127-147, février 1964.

Une machine à enseigner adaptative :

La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle (MITSI)

E.J. DIUZET

Chef du Laboratoire Technique
et Programmation des Moyens Audio-visuels
Société S.I.N.T.R.A.

1. Introduction

Le choix de cette appellation révèle les préoccupations des créateurs de la machine qui a été conçue plutôt comme une machine à contrôler l'acquisition des connaissances et l'aptitude des élèves à les mettre en œuvre pour résoudre des problèmes concrets, que comme une machine à enseigner. Cependant, avec toutes les possibilités qui lui ont été données pour remplir cette fonction de contrôle, MITSI peut aussi, moyennant une programmation convenable, jouer le rôle de machine à enseigner.

Cette étude a été conduite par une équipe familiarisée depuis 15 ans avec les problèmes que posent les communications homme-machine à l'intérieur des grands systèmes de traitement et d'exploitation de données et dans les simulateurs complexes.

C'est avec cette expérience et dans cette optique — liaison homme-machine et simulation du dialogue élève-examinateur — que nous avons cherché la place optimale de la machine dans un « système » d'enseignement, c'est-à-dire que nous avons cherché à déterminer le meilleur emploi possible des divers moyens utilisables dans le processus de l'enseignement sans chercher à résoudre tous les problèmes par un moyen unique.

On peut, dans ce processus, considérer deux phases :

— La communication de la connaissance. Elle peut être assurée par le moyen de cours magistraux traditionnels filmés ou télévisés, de conférences, l'étude de manuels programmés ou non, donc des moyens généralement collectifs et parfois individuels.

— Le contrôle de l'acquisition des connaissances. Ce contrôle ne doit pas se limiter à la simple récitation des notions apprises mais doit aller jusqu'à leur utilisation dans un contexte différent de celui de l'acquisition, leur « mobilisation » en vue de résoudre des problèmes pratiques. Cette phase est toujours strictement individuelle car, dès le moment où une question est posée, tout un éventail de réponses différentes peuvent surgir qui, toutes, exigent des réactions appropriées à chacune d'elles, et c'est là que la machine devient nécessaire.

Le professeur, ou le conférencier, et même l'auteur d'un manuel, atteignent en quelque sorte en parallèle leur auditoire ou leurs lecteurs mais l'examinateur, lui, interroge les élèves en série et, à la fois pour des raisons de temps disponible et d'endurance physique, il ne peut pas « traiter » autant de sujets que le conférencier (*), d'où un déséquilibre permanent entre les deux phases du processus d'enseignement au détriment de la seconde qui est pourtant la plus importante car c'est d'elle que dépend finalement le rendement de l'enseignement.

C'est bien là la faiblesse de l'enseignement traditionnel, la réaction du maître sur l'élève se trouve retardée, affaiblie, par la longueur et la lenteur du circuit de contrôle (interrogation écrite ou composition) et aussi la fréquence insuffisante des examens oraux (qui laisse subsister des trous dans le contrôle). La correction des erreurs intervient si tardivement que, dans le cas général, l'élève prend seulement connaissance de la note et néglige de chercher où étaient les erreurs et en quoi elles pouvaient consister ; l'intérêt, ou pour employer un terme à la mode, la motivation, disparaît.

La place de la machine étant définie comme nous venons de le voir, les fonctions qu'elle doit remplir et ses caractéristiques principales le sont aussi :

— La machine doit être individuelle à cause du caractère individuel du contrôle ;

— Elle doit être audio-visuelle, à la fois pour utiliser au mieux les deux canaux possibles de communication et pour simuler, autant que possible, le dialogue élève-examinateur.

L'utilisation conjointe du son et de l'image ne doit pas se limiter à une simple lecture par le commentateur de l'image présentée, mais le message sonore doit orienter l'élève et le diriger dans l'exploitation de cette image. Pour reprendre des expressions déjà utilisées plus haut et familières aux techniciens, l'image est un message parallèle, tandis que le message sonore est en série. Un texte trop long, trop dense, est généralement mal lu, une image complexe peut être mal comprise. La possibilité d'utiliser un commentaire sonore permet d'alléger l'image, de la réduire à ses éléments essentiels (répartition de l'information entre les deux canaux), tandis que le commentaire permet en quelque sorte d'animer l'image fixe en guidant l'élève dans son examen, en lui fournissant des appréciations sur la manière dont il a répondu à la question précédente, des encouragements ou des observations.

Il ne faut pas non plus négliger le fait que la sonorisation humanise le contact avec la machine et améliore le rendement de la communication, le message parlé étant plus riche et plus efficace que le message écrit.

(*) Multiplier les examinateurs n'est qu'un palliatif qui pose d'ailleurs de nombreux problèmes.

Enfin, la machine doit recevoir et interpréter les réponses fournies par l'élève, réponses construites librement et non pas simplement suggérées, et les examiner en vue de déterminer si une erreur, et quel genre d'erreur, a été commise ; cela fait, il est facile de sélectionner la réaction appropriée à la réponse formulée par l'élève.

2. Description de la MITSI 2020

La machine MITSI 2020 se présente sous l'aspect d'un téléviseur avec un écran de 49 cm mais, en fait, cet écran sert à la projection, par l'arrière, d'images fixes portées par un film de 35 mm. Elle comporte également un haut-parleur qui assure la diffusion de messages enregistrés sur bande magnétique.

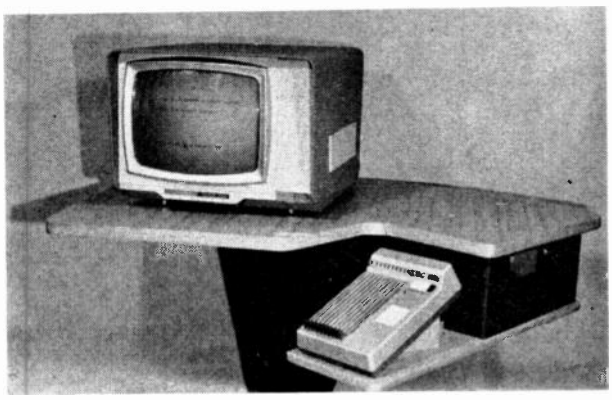


FIG. 1. — Mitsi 2020 - Vue d'ensemble (doc. Sintra).

La fenêtre rectangulaire placée au-dessous de l'écran comporte, d'une part, deux voyants, rouge et vert, destinés à renseigner immédiatement l'élève sur la qualité de la réponse qu'il vient de communiquer à la machine et deux compteurs totalisateurs, sur le rôle desquels nous reviendrons tout à l'heure.

Le clavier est physiquement distinct de la machine et lui est connecté par un câble et une fiche multibroche (*).

Il comporte, sur sa partie gauche, 10 curseurs qui permettent de sélectionner les signes servant à construire la réponse. Le choix offert à l'élève est de 49 signes et la longueur maximale du « mot » de réponse est de 10 signes. Le déplacement du curseur entraîne l'apparition du signe choisi dans une fenêtre placée à la partie supérieure du clavier, derrière une loupe cylindrique ; de cette façon, les signes choisis apparaissent en ligne pour constituer le « mot » de réponse.

L'élève a donc sous les yeux la réponse qu'il compose et conserve toute latitude de la modifier jusqu'au moment où il décide de la communiquer à la machine en appuyant sur la touche ENVOI du clavier de 4 touches situé en haut et à droite du boîtier.

Les autres touches de ce clavier sont :

(*) Dans la prochaine réalisation, le clavier sera intégré à la machine et se présentera comme un clavier de machines à écrire mais avec une capacité totale de 130 signes environ au lieu de 88 (voir figure n° 10).

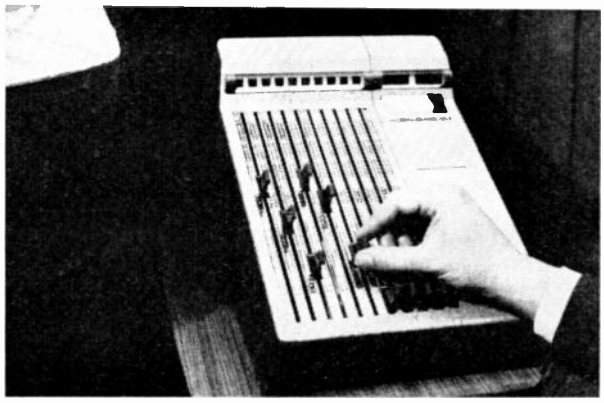


FIG. 2. — Clavier à curseurs (doc. Sintra).

1°) la touche RECUL qui permet à l'élève de faire répéter les messages sonores autant de fois qu'il le désire, mais seulement le message correspondant à l'image qu'il a sous les yeux ;

2°) la touche SCORE qui commande l'allumage des compteurs placés sous l'écran de la machine et qui permet de les consulter ;

3°) la touche MARCHE/ARRÊT qui commande la mise en service ou l'arrêt de la machine.

Ce clavier est surmonté de deux voyants, rouge et vert, qui répètent les indications des deux voyants placés sous l'écran de projection.

Enfin, sous le clavier, une fenêtre pratiquée dans le boîtier, et dont une moitié est protégée par un plexiglass, donne accès à une bande de papier qui peut être utilisée de deux manières différentes :

1°) pour noter des informations données verbalement ou par l'image ;

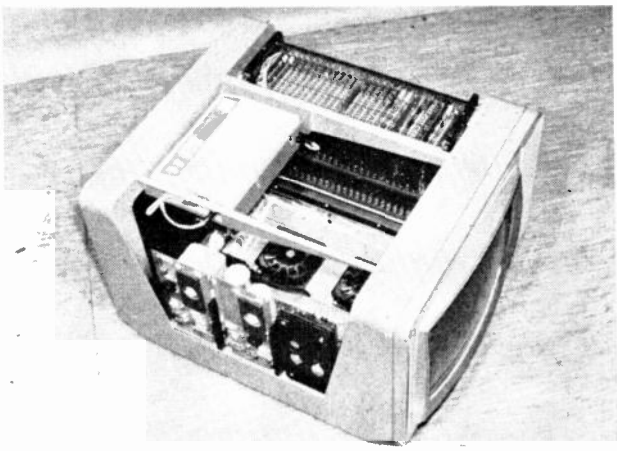


FIG. 3. — Vue de la machine Mitsi 2021 (capot enlevé). On peut distinguer : à la partie supérieure du document le caisson de circuits logiques ; à l'arrière de la machine le magnétophone ; au premier plan, le châssis d'alimentation (doc. Sintra).

2°) pour formuler des réponses manuscrites, dans ce cas lorsque l'élève agit sur la touche ENVOI, le papier avance de la moitié de la hauteur de la fenêtre et la réponse manuscrite vient se placer sous le plexiglass, où elle reste visible mais n'est plus

modifiable. L'image qui se présente à l'élève lui donne la réponse correcte et c'est à lui de juger si sa réponse était bonne ou mauvaise. Cette possibilité de la machine peut être utilisée, soit quand la réponse demandée excède la capacité du clavier, soit pour tester l'honnêteté ou le jugement de l'élève, soit encore pour rompre la monotonie du programme.

2.1. Fonctionnement

Sans entrer très avant dans les détails de fonctionnement de Mitsi, on peut schématiser sa logique comme le montre le diagramme de la figure 4.

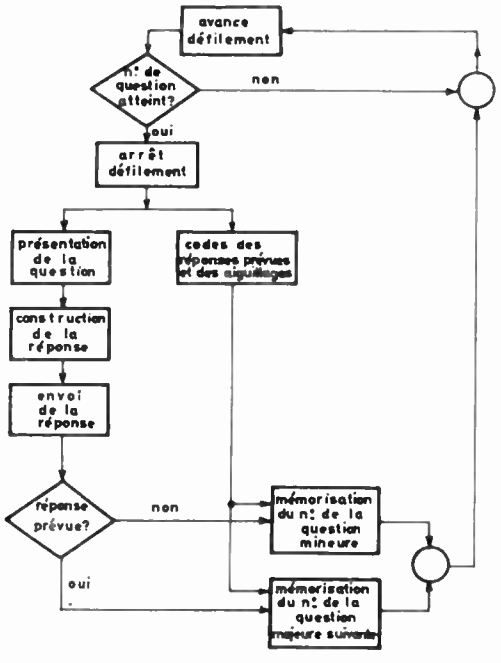


Fig. 4. — Diagramme logique (doc. Sintra).

Si nous prenons ce diagramme à l'étape marquée Arrêt Défilement, à ce moment, une image est projetée sur l'écran en même temps qu'est diffusé un message sonore (que l'élève aura la possibilité de se faire répéter s'il le désire).

L'élève construit ensuite sa réponse au moyen du clavier, il la contrôle dans les voyants d'affichage.

Il la communique à la machine en pressant la touche Envoi et la machine procède à ce moment à une série de comparaisons entre, d'une part la réponse de l'élève et, d'autre part, les réponses prévues par le programmeur et qui sont inscrites en code sur le film programme ; deux cas peuvent se présenter :

1°) la réponse a été prévue : en ce cas la machine prend en mémoire le numéro de la vue suivante à présenter à l'élève en réaction à sa réponse ;

2°) la réponse n'a pas été prévue, en ce cas la machine prend en mémoire le numéro d'une vue unique à présenter en réaction à toutes les réponses non prévues.

De toutes façons, le film avance jusqu'à ce qu'il y ait identité entre le numéro de vue mis en mémoire et celui qui est lu par le lecteur de ce code ; ces opérations étant schématisées par la partie supérieure du schéma logique de la figure 4.

Des circuits spéciaux de synchronisation assurent la sélectiton du message sonore correspondant à la vue projetée sur l'écran.

Quelques possibilités supplémentaires ont été données à la machine :

1°) Présentation à temps limité, pour permettre, dans certains cas, de tester la rapidité de réaction ou de compréhension de l'élève ; par programme on peut limiter le temps de présentation de l'image et occulter celle-ci au bout d'un temps compris entre 5 et 75 secondes ;

2°) Réponse en temps limité : par programme, il est de même possible d'allouer à l'élève un temps limité pour formuler sa réponse. Au bout de ce temps, l'Envoi se fait automatiquement (même échelle de temps que pour 1°) ;

3°) Toujours par programme, un nombre de points, variable entre 0 et 15, peut être alloué à chaque pas de programme, suivant la qualité de la réponse. Ces points sont accumulés dans un des totalisateurs dont nous avons parlé plus haut ;

4°) Pour avoir une mesure de la vitesse de travail de l'élève, un certain nombre de points, fixé arbitrairement, (par exemple 100) est alloué au début de l'exercice, des points sont retranchés de ce montant en fonction du temps écoulé. De la sorte, la « note » qui mesure la performance de l'élève comporte deux termes qui ont le même critère de qualité, les meilleurs élèves et les plus rapides obtenant les chiffres les plus élevés.

La machine peut comporter en outre deux dispositifs supplémentaires :

— un calculateur de note qui tiendra compte : du maximum de points réalisables dans l'exercice considéré, du nombre de points acquis par l'élève, du temps minimal nécessaire pour faire l'exercice, du temps passé par l'élève, et délivre une note sur 20, pondérée en fonction du temps ;

— un système d'enregistrement du « parcours » de l'élève à travers le graphe du programme avec restitution du temps élémentaire.

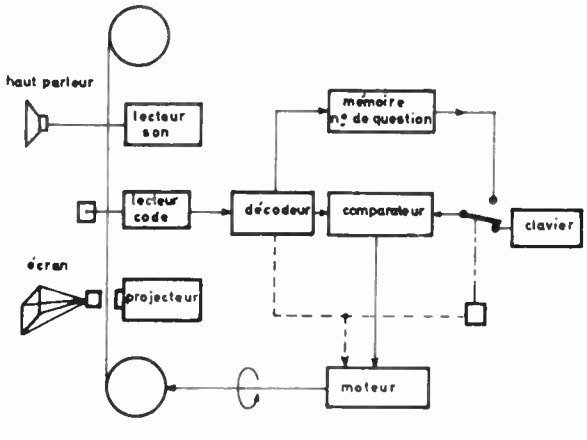


Fig. 5. — Diagramme fonctionnel (doc. Sintra).

Cet enregistrement se présente sous la forme d'une bande perforée qui porte, en code, les numéros des vues présentées à l'élève, espacées en fonction du temps écoulé entre chaque vue.

La bande porte, également en code, le contenu de toutes les réponses non prévues par le programme, données par l'élève et la note finale délivrée par le calculateur.

L'utilité de ces bandes enregistrées sera double. Elles permettront, d'une part, de suivre très exactement le travail d'un même élève et sa progression à travers tous les exercices qu'il aura effectués et, d'autre part, en comparant le travail de tous les élèves sur un même exercice, de recueillir des données précises et objectives sur la valeur du programme et, éventuellement, sur les lacunes de l'enseignement qui aura précédé son administration et, par conséquent, de fournir des bases solides pour les améliorer.

Enfin, le traitement de ces bandes, par un matériel très simple de traitement de données, permet d'automatiser la comptabilité des notes et le classement des élèves, et toutes opérations statistiques, d'où un allègement sensible de la tâche des enseignants.

3. La programmation - Méthode et moyens

Nous avons cherché à rendre cette opération aussi simple et aussi naturelle que possible et surtout à éviter que la technique ne vienne interférer avec la pédagogie et que chaque auteur de programme ne soit pas obligé de s'initier aux subtilités de la programmation au sens où on l'entend dans les calculateurs.

Sans entrer dans les détails du travail d'équipe que constitue l'élaboration et la construction d'un programme, il est permis de donner quelques indications sur la méthode de préparation et l'organisation du travail à laquelle nous avons abouti.

Dans l'exemple de la figure 6, l'élève doit fournir seulement la terminaison du verbe dans le cas proposé. Les différentes réponses prises en considération dans le programme sont rappelées le long des flèches d'aiguillage. Le ? correspond à toutes les réponses non prévues par le programme. Ce graphe

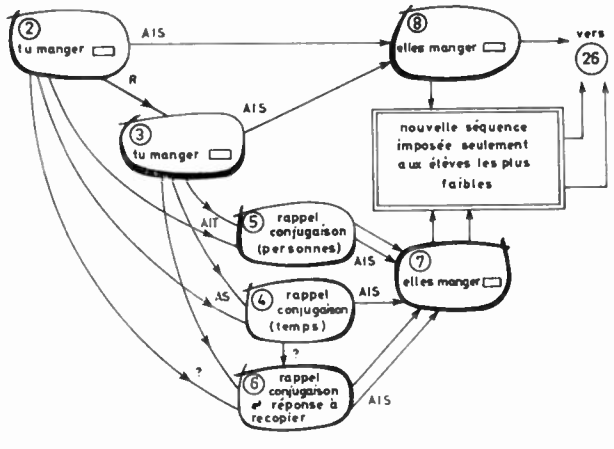


FIG. 6. — Extrait de graphe d'un programme de grammaire sur le conditionnel.

montre bien le caractère adaptatif des programmes acceptés par la machine et la possibilité offerte au programmeur de simuler le dialogue examinateur-élève.

L'élève qui a simplement mal interprété la consigne (donner seulement la terminaison) et se l'est vu rappeler par la vue n° 3 peut encore rallier la vue n° 26 moyennant une bonne réponse à la question n° 8. Les autres se voient imposer une série d'exercices d'application avant de pouvoir regarder la vue n° 26.

C'est ce que fait un examinateur quand il sonde son élève avec quelques questions simples et, suivant le cas, passe à des questions plus complexes si la réponse est satisfaisante, ou au contraire, le pousse dans ses retranchements et lui rappelle les notions oubliées avant d'aller plus loin.

Ayant, au préalable, déterminé les principales étapes du programme, les questions qu'il veut poser, les problèmes qu'il veut soumettre à l'élève, le pédagogue va devoir écrire chaque séquence du programme. Pour cela il va utiliser des formulaires spécialement conçus pour l'aider à ne rien oublier et garder présentes à l'esprit un certain nombre de notions qui doivent le guider.

Ce formulaire dont un exemplaire est reproduit à titre d'exemple en figure 7 comporte :

— un emplacement réservé à l'image où le pédagogue inscrira ce qu'il veut voir figurer sur l'écran : textes, figures, diagrammes, documents photographiques, etc. ;

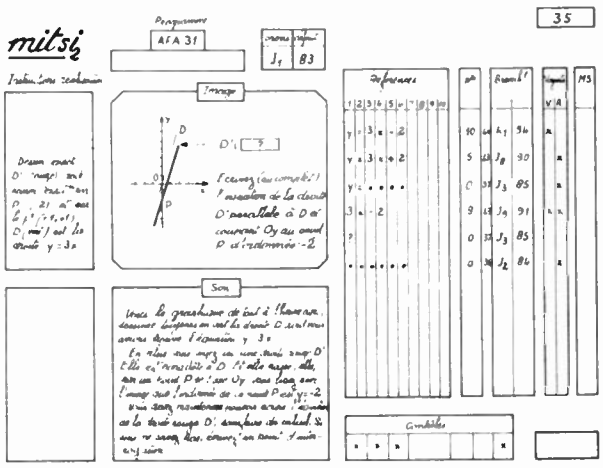


FIG. 7. — Fac-similé d'une page de programme extraite d'un exercice de mathématiques (doc. Sintra).

— un emplacement réservé aux instructions pour la réalisation de l'image, détails à mettre en valeur, type de caractères à utiliser, usage de la couleur, mise en page, etc. ;

— un emplacement réservé au texte du message sonore (la surface en a été volontairement limitée pour inciter à la sobriété du commentaire) ;

— un emplacement réservé aux instructions relatives à l'enregistrement du message : voix à utiliser (homme ou femme), mots à détacher, notions à mettre en valeur, intonation, temps à ménager éventuellement, etc. ;

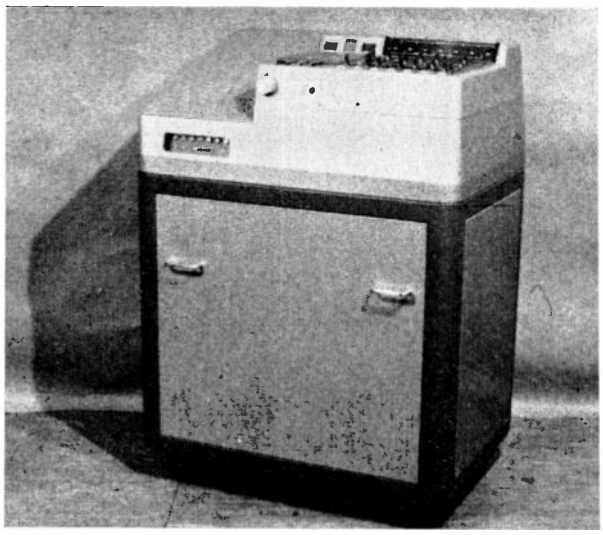


FIG. 8. — Console de programmation (ensemble) (doc. Sintra)

— un tableau réservé à l'inscription des réponses prévues et des réactions qui doivent leur correspondre, points attribués, numéro de l'image suivante à présenter, indication du ou des voyants à allumer (vert : bonne réponse, rouge : mauvaise réponse, vert + rouge : réponse ambiguë, ou, éventuellement, pas de voyant), indication du temps limité s'il y a lieu (on peut, en effet, limiter soit le temps de présentation de l'image, soit le temps alloué à l'élève pour formuler sa réponse).

Nous avons également codifié la numérotation des vues afin de faciliter leur mise en ordre finale. Un tableau à deux entrées permet l'attribution de numéros provisoires, puis leur classement définitif.

D'autres tableaux permettent de contrôler que l'attribution de points à chaque étape du programme ne risque pas d'aboutir à donner plus de points à un élève qui aurait fait beaucoup d'erreurs et emprunté des chemins détournés, qu'à celui qui aurait fourni d'emblée la bonne réponse.

Grâce à ces précautions, toute l'écriture du programme se fait en clair dans le langage habituel du pédagogue, les directives relatives à la logique particulière de la machine et à ses conséquences sur l'écriture des programmes sont extrêmement simples et peuvent se résumer en quelques lignes.

Une fois le programme écrit sur formulaire, les opérations suivantes consistent à faire dessiner ou à réaliser, par montage photographique ou par composition typographique, les images qui doivent être projetées, et à faire enregistrer les messages sonores conformément aux indications du programmeur. La réalisation finale du programme, sous forme de film, s'effectue au moyen d'une console automatique de programmation réalisée spécialement dans le but de permettre la composition rapide et sans erreur des tableaux de codes et leur contrôle facile par un personnel non spécialisé.

Pour ce faire, les fiches du programme (c'est-à-dire la partie tableaux des réponses et des réactions, et instructions) sont recopiées au moyen d'un clavier à curseurs tout à fait semblable au clavier dont l'élève dispose sur la machine MITSI. Un système très simple de voyants de contrôle permet de s'assurer de l'exactitude des codes avant la photographie.

Les images à présenter sur l'écran sont photographiées sur la même console accompagnées de leur numéro en code et des ordres de ralentissement et d'arrêt. A titre d'exemple, un programme de démonstration comportant une cinquantaine de vues (images et codes) a pu être photographié en un peu plus d'une heure par un opérateur non entraîné.

Une question souvent posée par les pédagogues tentés par l'écriture d'un programme est de savoir comment il est possible de prévoir les réponses à inclure dans le programme. Tout d'abord un pédagogue expérimenté peut en trouver un certain nombre en se basant sur son expérience professionnelle, ensuite, dans les cas difficiles, il est toujours possible de procéder à une expérimentation préalable du programme sur un échantillon de la population visée, par une interrogation orale ou mieux écrite, ce qui permet de recueillir des éléments d'information, enfin, grâce à la machine elle-même, on peut collecter sur la bande d'enregistrement des informations encore plus complètes puisque associées au facteur temps de réaction.

FIG. 9. — Console de programmation. A droite, le clavier de composition. Au centre, les touches d'effacement et d'affichage des codes et les touches de contrôle des codes, ainsi que les commandes d'armement et de prise de vues. (doc. Sintra).

4. Utilisations de la machine MITSI

Comme nous l'avons vu au début de cet exposé, la machine MITSI a été conçue en vue du contrôle de l'acquisition des connaissances et nous pensons que c'est là qu'elle trouve son utilisation optimale, mais elle peut, évidemment moyennant une programmation adéquate, servir à la communication, à la transmission des nouvelles connaissances.

Il découle, d'une série d'expériences effectuées en nos laboratoires, que la durée moyenne recommandée pour un exercice de contrôle se situe aux environs de 30 minutes. On ne peut guère dépasser cette durée en raison de la participation intense que cela implique de la part de l'élève. Dans ces conditions, une seule machine peut interroger, examiner très sérieusement de 20 à 30 élèves par jour sur des sujets très divers, suivant la durée pendant laquelle elle sera mise à leur disposition. C'est un problème d'organisation de roulement qui n'est sûrement pas insoluble, que ce soit dans le cadre d'une école ou dans

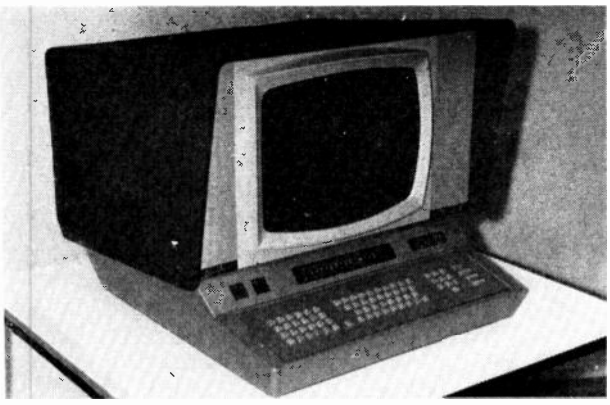


FIG. 10. — Mitsi 3030. Cette machine possède un clavier du type « machine à écrire » comprenant :
— un bloc de 10 touches numériques,
— un bloc de 35 touches alphabétiques,
— un bloc de 24 touches opérateurs divers (mathématiques, logiques, ensemblistes, etc.). (doc. Sintra).

celui d'une entreprise qui l'utiliserait pour la formation ou le recyclage du personnel.

En dehors de l'aspect proprement scolaire de l'enseignement que peut dispenser MITSI, il y a d'autres possibilités d'utilisation. Ce sont par exemple :

— l'apprentissage de procédures diverses : montage et démontage d'appareillages complexes, procédures d'utilisation de machines, procédures de mise en route ou d'arrêt de systèmes ou de processus de toute nature, apprentissage de procédures administratives, entraînement aux procédures du contrôle de la navigation aérienne ou même procédures de navigation.

Dans la simulation de certaines tâches ou de certaines procédures, et c'est le cas des deux dernières citées plus haut, on peut montrer à un contrôleur radar l'image que lui donnerait sa console et lui diffuser les messages radio qu'il entendrait, lui demander de prendre des décisions et lui en montrer le résultat.

MITSI peut également être utilisée comme une aide à la recherche des pannes dans les systèmes complexes où la machine, grâce à un programme adéquat simulera le comportement de l'analyste, c'est-à-dire de l'expert qui possède bien tout l'ensemble du système et qui procède par examen des symptômes, qui demande des contrôles, des mesures et qui guide les dépanneurs moins qualifiés pour leur faire découvrir la chaîne fonctionnelle ou opérationnelle qui est en cause, puis la baie, le tiroir de circuits et éventuellement le circuit défaillant.

On voit que le champ des applications possibles est très vaste et on peut prévoir qu'il s'en découvrira de nouvelles à l'usage.

5. Conclusion

Les machines à enseigner sont là pour rester. Elles ne supprimeront pas plus les anciens moyens didactiques que les avions à réaction n'ont supprimé les chemins de fer. C'est une technique nouvelle qui en est encore à ses premiers pas, mais ceux-ci sont déjà très prometteurs. De même que les autres constructions de l'esprit humain, la machine à enseigner n'est ni bonne ni mauvaise en soi, tout dépend de l'usage que l'on en fera, et la plus complexe des machines, la plus riche de possibilités, ne vaudra jamais mieux que les programmes qu'elle sera chargée de présenter.

Ce qui est nouveau et riche de promesses, c'est la possibilité de démultiplier par les machines les meilleurs enseignants, les meilleurs examinateurs, de faire faire les programmes par les professionnels les plus qualifiés, de les enrichir et de les améliorer par une expérience objective.

Il est permis d'espérer que, dans quelques années, les élèves qui auront bénéficié de cet enseignement rationnel et efficace, auront un niveau général de connaissances et de méthodes plus élevé qu'à l'heure actuelle et seront mieux préparés à vivre dans un monde en évolution accélérée, donc plus aptes à suivre cette évolution, à s'y adapter, voire à y contribuer à leur tour.

Du côté du corps enseignant, la rigueur des méthodes de construction, d'expérimentation et d'application des programmes exigés par les machines contribuera à la qualification des maîtres en même temps que les machines aideront à leur formation.

Les calculateurs dans l'enseignement

J.L. MOREUIL

Compagnie pour l'Informatique et les Techniques Electroniques de Contrôle - CITEC

1. Introduction

Les trente dernières années ont été incontestablement marquées par la révolution permanente des techniques et l'accroissement explosif du volume des connaissances humaines ; il y a tout lieu de penser qu'il en sera de même pendant les prochaines décennies.

L'intégration des générations futures et l'adaptation des générations actuelles à une Société en constante évolution posent un problème de plus en plus aigu, que psychologues, enseignants et techniciens

s'efforcent de résoudre. En effet, les méthodes et les moyens traditionnels d'enseignement ne peuvent plus assurer de façon satisfaisante la scolarisation et le recyclage indispensables d'un nombre croissant de personnes.

Il devient donc urgent d'améliorer de façon décisive les procédés de transmission et d'acquisition des connaissances. Les recherches s'orientent par conséquent vers l'analyse globale des processus d'apprentissage, dans le cadre d'une nouvelle discipline baptisée Enseignement Programmé (EP). Le développement très rapide de cette science expérimentale, née il y a une dizaine d'années, invite à en examiner non seulement les modes d'application et les résultats acquis ou espérés, mais aussi les fondements.

2. Enseignement programmé et « machines à enseigner »

Les méthodes d'EP sont destinées à dispenser un enseignement adapté et personnalisé, de type préceptoral, compatible avec les conditions économiques, démographiques et sociales actuelles, qui lui imposent un cadre collectif. Elles consistent à employer des procédures pédagogiques nouvelles, associées à la division systématique de la matière enseignée en étapes élémentaires et à l'utilisation éventuelle de matériels nouveaux, appelés « machines à enseigner ».

Du point de vue pédagogique, ces méthodes présentent trois caractéristiques essentielles, qui les différencient de l'enseignement classique :

— l'acquisition des connaissances s'opère selon le rythme personnel de chaque élève : c'est le temps passé à apprendre un nombre donné de notions qui est variable, et non l'inverse ; il y a donc adaptation permanente entre l'enseignement et l'enseigné ;

— l'attention de l'élève est constamment sollicitée et sa progression contrôlée : une participation active au cours lui est imposée par l'obligation de répondre à des questions simples et fréquentes, la valeur de chaque réponse lui étant indiquée et conditionnant sa progression ultérieure dans le programme ;

— l'apparition de la réponse juste — ou de la réponse corrigée — constitue la dernière phase de l'acquisition de chaque élément du cours enseigné, ce qui tend à éliminer la mémorisation de notions inexactes.

Pour s'adapter à cette stratégie, la matière enseignée doit pouvoir être découpée en notions élémentaires, appelées items, faciles à appréhender par tout élève ayant le niveau requis pour suivre le cours correspondant ; chaque item ou petit groupe d'items conduit à une question. Si la réponse qu'il donne est correcte, l'élève continue sa progression ; sinon, plusieurs cas se présentent, selon qu'il s'agit de programmes dits « linéaires » (SKINNER), « à choix multiples » (PRESSEY) ou « ramifiés » (CROWDER, SHEFFIELD). Dans les programmes linéaires, l'élève compare lui-même sa réponse avec celle qui est programmée et continue sa progression. Dans les programmes à choix multiples, plusieurs possibilités de réponse sont offertes, mais seule celle qui est juste permet de passer à l'item suivant. Dans les programmes ramifiés de type CROWDER, une réponse fausse entraîne la présentation d'une information supplémentaire et le retour à la question qui l'a suscitée ; dans les programmes proposés par SHEFFIELD, l'élève compare sa réponse avec celle qui est programmée et si elle est incorrecte, une information supplémentaire lui est fournie sans qu'un retour en arrière soit prévu.

Parmi les moyens matériels dont on dispose pour mettre en œuvre ces nouvelles méthodes, seules les « machines à enseigner » satisfont à certains critères spécifiques à l'EP. A l'exclusion des machines élémentaires à tester les connaissances et des moyens audio-visuels utilisés isolément, les machines à enseigner possèdent toutes les trois propriétés suivantes :

— elles présentent des informations et exigent des réponses fréquentes ;

— elles analysent les réponses et les enregistrent en vue d'un traitement ultérieur ;

— elles permettent à chaque élève de travailler seul et de progresser dans le programme, suivant son propre rythme.

Ces supports sont de nature différente, dépendant principalement des fonctions qu'ils doivent assurer, des investissements consentis et de la complexité du programme enseigné, en fonction de laquelle on peut les classer en trois catégories : machines non adaptatives, machines semi-adaptatives et machines adaptatives. Celles de la dernière catégorie sont ainsi nommées car elles seules permettent de tenir compte — à des degrés divers — du comportement antérieur de l'élève pour déterminer sa progression ultérieure dans le programme ; elles sont soit destinées à l'enseignement général, soit à celui de techniques particulières, usuellement dans le cadre de la formation professionnelle civile ou militaire ; les simulateurs constituent l'exemple-type de machines adaptatives spécialisées.

Mais plus le nombre et la complexité des tâches à assumer augmentent, plus la conception des machines adaptatives est délicate, leur prix de revient élevé et leur amortissement difficile. C'est pourquoi, à partir d'un certain degré d'évolution, l'utilisation de calculateurs s'impose : dans le monde entier, leurs possibilités et leur souplesse en font la base des systèmes complets d'EP.

3. Les calculateurs dans l'enseignement programmé

3.1. Fonctions spécifiques assurées par les calculateurs dans le cadre de l'E.P.

L'apport des calculateurs y est considérable du fait de leur puissance de traitement de l'information et de la multiplicité des fonctions qu'ils peuvent assurer dans le cadre de l'Enseignement Programmé : présentation des informations, contrôle et notation des élèves, mise en œuvre de programmes complexes, adaptation de l'enseignement au rythme de chaque étudiant et conception des programmes.

La présentation des informations aux élèves peut être effectuée par tout support classique ou audio-visuel, ou toute combinaison de ces moyens. Le calculateur commande comme des unités périphériques ordinaires les matériels assurant le dialogue

entre le professeur ou les élèves et la machine ; il en gère et en optimise l'utilisation. La multiplicité de ces supports permet l'adaptation et la mise en forme des informations, afin de les rendre plus facilement assimilables.

Le contrôle et la notation des élèves peuvent être assurés de façon particulièrement complète, comparativement aux autres supports d'EP : détection et diagnostic d'erreurs, édition de messages spécifiques correspondants, mesure et contrôle des temps de réponse, notation « en temps réel », gestion des connaissances acquises, détermination de l'aptitude des élèves, gestion globale d'un ou plusieurs groupes d'élèves répartis dans une ou plusieurs classes, etc. Ces possibilités d'évaluation précise et permanente de l'efficacité individuelle de l'enseignement constituent un outil exceptionnel au service du professeur.

Grâce à leur puissance, les calculateurs permettent d'autre part la mise en œuvre de programmes ramifiés complexes, dans lesquels le nombre accru de cheminements possibles augmente la « personnalisation » et l'impact de l'enseignement. Du point de vue pédagogique, la progression de l'élève au sein d'un programme peut ainsi être rendue dépendante de différents paramètres : fréquence des réponses d'un type donné, nombre de réponses correctes ou incorrectes successives, vitesse de réponse, hésitations spécifiques à certaines questions, etc. En particulier, la répétition de fautes d'inattention peut donner lieu à l'addition de sous-étapes, imposant par exemple à l'élève de répéter partiellement les énoncés; un autre exemple de la souplesse des systèmes d'EP avec calculateur est la possibilité de varier le déroulement du programme selon qu'il s'agit d'un premier contact ou d'une révision.

Mais c'est dans la conception même des programmes d'EP que les calculateurs sont irremplaçables : outre un outil de fabrication des supports, livres brouillés par exemple, ils constituent le seul moyen efficace pour effectuer une étude exhaustive de la rétroaction à exercer sur les programmes en fonction des nombreux résultats expérimentaux qu'il est nécessaire d'enregistrer. Pour évaluer l'importance de l'étude de cette rétroaction. il convient d'examiner les problèmes soulevés par l'établissement même des programmes.

3.2. Etablissement des programmes d'E.P.

L'établissement des programmes est l'un des aspects majeurs de l'introduction de l'EP ; il pose quatre problèmes principaux :

— Structuration ou découpage de la matière en quanta d'enseignement (items) et ordonnancement de ces quanta au sein d'un programme ; il convient de rappeler qu'on estime actuellement à 100 heures le temps nécessaire à l'élaboration d'une seule heure de cours.

— Détermination de seuils, correspondant chacun à une question et séparant des groupes d'items qui définissent une notion ou un concept. Ces seuils, qui sont caractéristiques des méthodes d'EP, doivent être nécessairement franchis avant d'aborder les étapes suivantes. Ils sont déterminés expérimentalement, les critères de franchissement étant par exemple un taux moyen de réponses exactes au moins égal à 80 %, ou la combinaison de ce taux avec une vitesse moyenne de réponse estimée normale.

— Mesure de l'efficacité des seuils sur la vitesse d'apprentissage, le temps de rétention et le volume des connaissances acquises : cette mesure nécessite une analyse temporelle extrêmement complexe pour évaluer correctement les résultats. On construit, pour ce faire, un « modèle d'apprentissage » constitué par un schéma regroupant les cheminements intellectuels les plus probables et permettant de prévoir un taux moyen de réponses exactes estimé par exemple à 85 % ou 90 % ; le modèle est confronté avec l'expérience et modifié en conséquence. Ce travail statistique considérable, qui nécessite le recueil d'un très grand nombre d'informations, ne peut être mené en profondeur qu'au moyen d'un calculateur d'assez grande puissance.

— Langage utilisé pour la communication homme-machine. Il doit être très proche du langage courant et n'être assorti que d'un minimum de règles simples d'utilisation ; pour les systèmes d'EP comportant un calculateur, il est donc nécessaire d'élaborer un traducteur, intermédiaire entre le langage de communication et l'un des langages acceptés par la machine considérée.

Dans les cas complexes d'application des techniques d'EP et quelqu'en soit le support envisagé, l'établissement, l'expérimentation et la mise au point des programmes sont donc grandement facilités par l'emploi de calculateurs. La résolution des deux derniers problèmes évoqués ci-dessus et les fonctions devant être assurées par les systèmes d'EP avec calculateur leur imposent une certaine structure, qu'il convient maintenant d'examiner.

3.3. Conception des systèmes d'E.P. avec calculateur

La conception de ces systèmes découle des considérations précédentes et de leurs conséquences. Comme on vient de le voir, un système d'EP avec calculateur devra tout d'abord pouvoir utiliser un langage très simple de communication entre le professeur ou l'élève et la machine.

Les organes périphériques d'entrée/sortie constituant les pupitres-élève devront être facilement manipulables et même constituer un stimulus pour l'utilisateur. Il s'agira essentiellement de machines à écrire, télé-imprimeurs, consoles audio-visuelles, écrans cathodiques d'inscription utilisant un crayon lumineux (light pen), présentoirs de films ou de micro-fiches, dispositifs d'écoute de bandes sonores, etc., ou de combinaisons de ces divers matériels.

Le respect des constantes de temps psychologiques impose d'optimiser la présentation des connaissances à acquérir et de supprimer totalement les temps morts pendant lesquels l'utilisation des organes d'entrée/sortie est interdite à l'élève.

De plus, la masse des informations mises en jeu pour l'élaboration, le contrôle et l'optimisation des programmes d'EP rend nécessaire l'organisation de l'acquisition, du traitement et du stockage des données. C'est là un aspect dont il importe de tenir

compte afin d'éviter la saturation — dont on connaît des exemples — de systèmes même puissants. D'importantes mémoires auxiliaires seront donc parfois nécessaires.

Enfin, si la rentabilité des machines spécialisées complexes pose certains problèmes, celle d'un système comportant un calculateur impose son usage simultané par plusieurs utilisateurs. Ceci est rendu possible soit au moyen des ordinateurs multipupitres, où un programme-moniteur spécial gère les différentes consoles de dialogue opérant sur des programmes déjà en mémoire, soit au moyen des techniques récentes de « partage du temps » (time-sharing). Ces dernières consistent à allouer à chaque utilisateur une zone de la mémoire ; la position des zones de travail peut être fixée une fois pour toutes, ou au contraire, le calculateur peut en assurer la gestion topographique au sein de la mémoire pour optimiser l'utilisation de cette dernière, qui est alors découpée en « pages » ; dans les deux cas, tout se passe comme si chaque opérateur disposait à lui seul du calculateur : les différents programmes traités peuvent être totalement indépendants. Qu'il s'agisse d'un système multipupitre ou conçu pour le partage du temps et des ressources, le traitement des programmes s'effectue en général sans temps d'attente perceptible et paraît simultané, alors qu'il est entrelacé et géré par le calculateur au moyen d'un système d'interruptions hiérarchisées. L'appel à l'une ou l'autre de ces techniques s'impose du fait qu'un élève met au minimum dix secondes à lire une question élémentaire et à y apporter une réponse immédiate ; pendant ce temps, une machine très moyennement performante peut traiter 500 000 instructions. L'heure de travail d'un calculateur étant onéreuse, son usage simultané par plusieurs utilisateurs est indispensable dans le cadre de l'EP. Il convient à ce propos de souligner qu'il s'agit dans ce cas d'un enseignement *plural* et non *collectif*, chaque élève pouvant effectivement progresser à son propre rythme.

Ces différentes caractéristiques permettent de définir la structure prévisible d'un système complet d'E.P. avec calculateur, pouvant également assurer d'autres fonctions afin d'en accroître la rentabilité. Il sera constitué de la manière suivante (cf. fig. 1) :

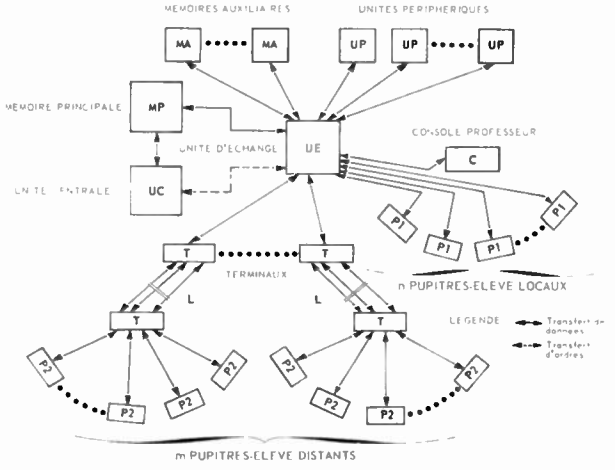


FIG. 1. — Structure d'un système complexe d'EP, comportant un calculateur, des mémoires auxiliaires, des périphériques associés et des pupitres-élève locaux et géographiquement éloignés.

une unité centrale (UC), dotée d'une mémoire principale rapide (MP) qui est reliée, à travers une unité d'échange (UE), à un nombre n donné de pupitres-élève (P1) ; de même, un nombre m de pupitres-élève (P2), géographiquement éloignés et éventuellement dispersés, peuvent être reliés à l'unité d'échange, à travers un réseau de transmission de données constitué de terminaux (T) et de lignes (L) ; à l'unité d'échange sont également connectés une ou plusieurs consoles-professeur (C), les unités périphériques (UP) indispensables ou destinées à l'accomplissement d'autres tâches, et la ou les unités de mémoires auxiliaires (MA) nécessaires. Les pupitres-élève peuvent évidemment être de nature variée.

3.4. Mise en place des systèmes d'E.P.

La mise en place des système d'EP avec calculateur pose des problèmes logistiques de conception des locaux qui ne doivent pas être omis ; ils concernent principalement l'implantation des matériels et l'isolement acoustique éventuel des élèves lorsque des terminaux bruyants — machines à écrire ou téléimprimeurs — sont utilisés. Ces problèmes sont techniquement solubles mais peuvent conduire à des investissements non négligeables.

Dans la décision de mettre en œuvre un tel système d'EP, la notion de rentabilité joue un rôle important. Il convient donc d'insister sur le fait que le calculateur intégré au système peut être utilisé à différentes tâches ne ressortissant pas directement à l'Enseignement Programmé

3.5. Autres fonctions des calculateurs, rentabilité

S'ils étaient exclusivement destinés à l'EP, les systèmes avec calculateur auraient un taux d'utilisation tel que leur rentabilité pourrait n'être pas assurée. Par contre, leur usage à des activités de Recherche in vivo et d'élaboration de programmes peut déjà justifier leur mise en œuvre. Grâce aux possibilités des calculateurs qu'ils incluent, ses systèmes sont en outre susceptibles de trouver de nombreuses applications non spécifiques à l'EP.

Dans le domaine de l'enseignement, ils pourront être mis à la disposition des élèves pour effectuer travaux pratiques, simulations, calculs, dépouillements de résultats expérimentaux, etc. Ils permettront un éventuel recyclage des professeurs ou encore leur familiarisation avec ces techniques et ces matériels, dont la diffusion va croissant. Sur le plan administratif, ils sont à même d'effectuer des travaux de gestion financière, de comptabilité, de gestion des dossiers d'élèves, etc. De plus, on peut envisager leur utilisation pour le calcul scientifique, sans exclure la faculté de céder des heures-machine à des organismes extérieurs, pour un usage compatible avec la structure du système.

Enfin, grâce aux techniques du partage du temps et des ressources évoquées ci-dessus, toutes ces possibilités pourraient être exploitées soit en dehors, soit même pendant les heures d'enseignement.

Ce bref survol permet une appréciation plus objective de la rentabilité réelle d'un système d'EP avec

calculateur, compte tenu des performances de ce dernier et des tâches qu'il est seul susceptible d'accomplir. On pense actuellement aux Etats-Unis que le prix de revient d'une heure d'utilisation tombera à environ $ 2 par élève dans deux à trois ans.

4. Exemples de systèmes d'enseignement programmé avec calculateur

4.1. Etudes et réalisations dans le monde

Les premières expériences d'EP avec calculateur se situent aux Etats-Unis, vers 1960. Parmi les systèmes qui y ont été développés depuis, on peut citer Class, destiné à la recherche, Socrates et Plato à l'Université de l'Illinois, ceux des Universités de Dartmouth, de Californie (UCLA), de Berkeley et surtout de Stanford, ainsi que celui de Cambridge (Massachusetts Board of Education). Ajoutons qu'aux Etats-Unis, l'utilisation de ces techniques sur une vaste échelle en est encore à ses débuts.

Dans le monde entier, particulièrement en Europe et en Afrique, l'intérêt porté à l'EP avec calculateur se manifeste par de nombreuses études et quelques réalisations expérimentales.

4.2. Applications de l'E.P. avec calculateur en France

La France participe à l'effort général dans ce domaine : outre les projets en cours et la création du Centre de Documentation sur l'EP, elle compte à son actif la première réalisation européenne, développée sous contrat de la Direction Générale à la Recherche Scientifique et Technique, où a été spécialement créé un Comité d'Enseignement Programmé.

4.2.1. Projets

En ce qui concerne les projets, citons, dans le domaine médical, celui du Professeur Jean Bernard et dans le domaine scientifique, celui du Professeur Yves Le Corre. Le premier est destiné à l'Enseignement Programmé, à la Faculté de Médecine de Paris, du certificat d'hématologie avec extension prévue à ceux de bactériologie-virologie et de parasitologie. Le second est un système évolué d'interrogation-réponse pour les élèves du Certificat d'Electricité et sera placé au Laboratoire d'Electricité Générale de la Faculté des Sciences de Paris.

4.2.2. Première réalisation européenne

Le premier système européen a été développé en 1965 au Laboratoire d'Informatique de la Faculté des Sciences de Toulouse sous la Direction du Professeur Michel Laudet, en collaboration avec la CAE, Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique, filiale du Groupe CITEC et qui a été apportée à la Compagnie Internationale pour l'Informatique, dans le cadre du Plan Calcul.

Cette réalisation est destinée à permettre aux étudiants d'effectuer des séances de travaux pratiques relatifs à l'enseignement de la programmation, afin de compléter leur formation théorique. Elle était opérationnelle dès juin 1966, date à laquelle elle comportait quatre pupitres-étudiant.

La structure actuelle du système est la suivante (cf. fig. 2): il comprend un calculateur CAE 510 possédant un système d'interruptions, un certain

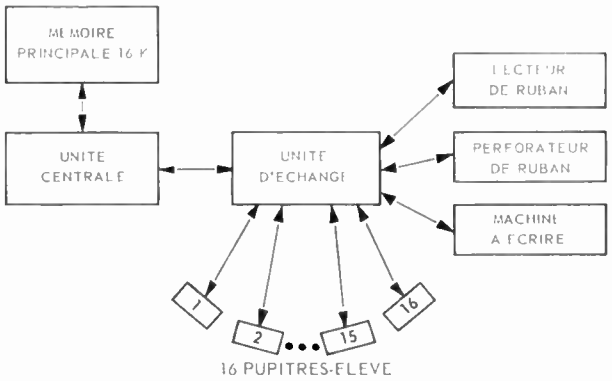


Fig. 2. — Structure du système d'EP avec calculateur de la Faculté des Sciences de Toulouse.

nombre de canaux d'entrée/sortie et une mémoire à ferrites d'une capacité actuelle de 16 384 mots de 18 positions binaires, extensible à 24 576 mots. A travers une unité d'échange sont connectés à l'unité centrale un lecteur et un perforateur de ruban rapides, une machine à écrire de service et, à distance, 16 pupitres-élève également constitués de machines à écrire. Il y a possibilité d'adjoindre au système des mémoires auxiliaires à tambour magnétique.

Sur le plan pédagogique, on considère qu'il est indispensable aux élèves suivant les cours de programmation d'être en contact direct avec un calculateur. Mais financièrement, la location d'une machine ordinaire est pratiquement exclue car les manipulations d'étudiants inexpérimentés entraînent une immobilisation importante du matériel, ce qui limiterait nécessairement le nombre et la longueur des séances d'application. Au contraire le système développé permet à 16 étudiants de se familiariser simultanément avec un calculateur, dont chaque utilisateur a l'impression de se servir seul, la frappe des programmes sur les claviers des pupitres-élève s'effectuant sans temps d'attente perceptible.

Les langages dont l'usage est étudié sont l'ALGOL et le LSB, langage scientifique de bureau spécialement développé par la CAE pour son calculateur 510 ; l'étudiant a la faculté d'utiliser l'un ou l'autre à son gré. La mémoire est partagée en deux parties : une partie « instructions », qui comporte tout ce qui est commun aux différents programmes émis par les 16 claviers, et une partie « données », divisée en 16 pages correspondant chacune à un pupitre.

La partie « instructions » comprend l'Editeur, qui commande l'impression des messages émis par le calculateur, le Moniteur, qui assure la gestion et l'entrelacement dans le temps des 16 programmes différents, et le Compilateur ALGOL ; ce dernier est composé du Codificur, qui traduit les instructions ALGOL sous forme codée plus condensée, du Générateur, qui assure la compilation proprement dite

et de l'Interpréteur, qui comprend toute la bibliothèque des programmes et des sous-programmes nécessaires à l'exécution des instructions compilées, y compris les procédures standards.

Les 16 pages de la partie « données » de la mémoire permettent de stocker, compiler, interpréter et corriger simultanément les 16 programmes-élève.

Le fonctionnement en langage ALGOL est le suivant : l'étudiant frappe une ligne d'au plus 80 caractères alphanumériques qui constitue l'unité d'information, obligatoirement terminée par le code « retour chariot ». Le Moniteur teste à tour de rôle les 16 pupitres et bloque le clavier de ceux dont la ligne terminée est rangée en mémoire. Sur son ordre, le calculateur analyse la ligne correspondante à l'aide du Codifieur ALGOL et renvoie au pupitre soit l'un des 28 messages indiquant le type d'erreur commise, soit l'ordre de frapper une nouvelle ligne, soit le code « codification terminée ». Le fonctionnement du Moniteur est très rapide : les utilisateurs ne sont soumis à aucune attente, même si plusieurs émettent simultanément le code de fin de ligne ; dans ce cas, les programmes sont rangés en file d'attente et traités dans un temps généralement inférieur à la seconde.

Lorsque la frappe du programme est achevée, l'étudiant tape le code « fin », qui déclenche la génération puis l'interprétation. Rappelons que cette dernière est réentrante, c'est-à-dire que l'interprétation d'un programme interrompu par une codification urgente est reprise, sans aucune perte de données, à l'endroit exact de son abandon dès que l'interruption est terminée. L'Interpréteur étant commun aux 16 utilisateurs, on affecte à chaque programme un quantum de temps identique afin d'éviter la monopolisation du système par un seul étudiant, pendant le déroulement de la phase interprétation d'un programme trop étendu ; lorsque le quantum de temps est dépassé, le Moniteur commande le rangement du contenu des registres dans la page réservée au programme traité et remet ce dernier en file d'attente.

L'exécution des procédures d'entrée/sortie est incluse dans l'interprétation. Quand l'Interpréteur rencontre par exemple une procédure de lecture, il débloque le clavier correspondant et en informe l'utilisateur.

Le fonctionnement en LSB est également possible : les différentes opérations arithmétiques ou logiques sont traduites, interprétées et exécutées au fur et à mesure de leur frappe sur le clavier. Leur résultat est immédiatement fourni à l'étudiant qui peut à tout moment de l'écriture d'un programme ALGOL, après la fin d'une ligne, utiliser le LSB et reprendre ensuite le programme précédent en séquence.

La réalisation de Toulouse permet non seulement à 16 étudiants d'effectuer simultanément des séances de travaux pratiques sur des programmes différents (cf. fig. 3), mais aussi de dégager certains aspects caractéristiques au Traitement de l'Information par les techniques du partage du temps et des ressources ; elle ouvre la voie à des applications nouvelles, notamment dans les domaines de l'enseignement — un programme destiné à l'enseignement de l'ALGOL est en cours de développement —, de la gestion centralisée des hôpitaux, de l'établissement de pré-diagnostics médicaux, etc.

4.3. Tendance d'avenir

Dans le monde, il semble que les efforts tendent à orienter les réalisations selon deux voies parallèles.

D'une part, vers la mise en œuvre de systèmes comprenant un calculateur de moyenne puissance, comme dans le cas de la réalisation de Toulouse, les possibilités offertes par le partage du temps et des ressources étant appliquées à un nombre assez res-

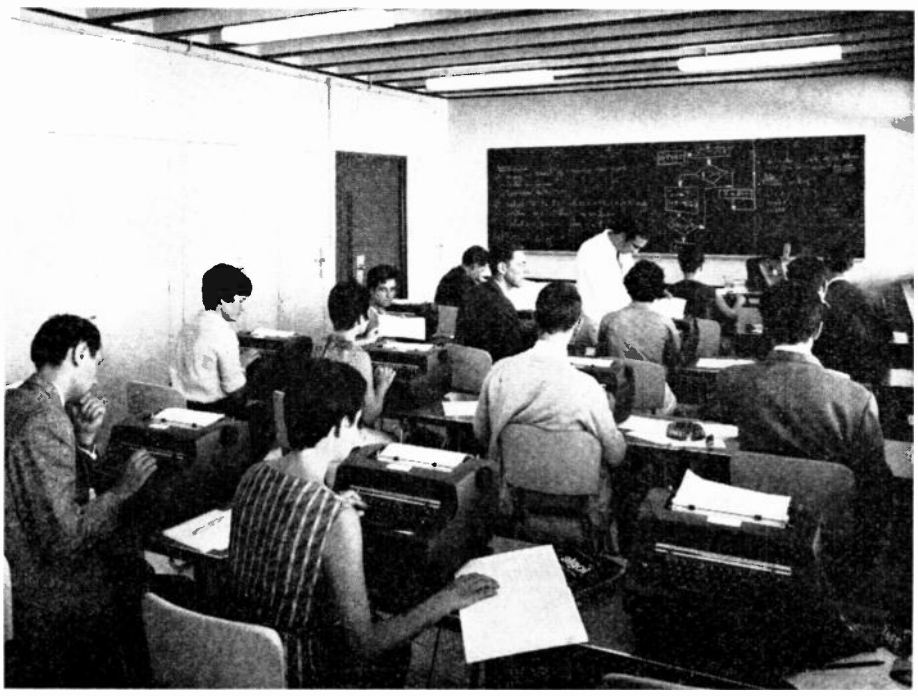


Fig. 3. — Seize étudiants compilent et exécutent simultanément des programmes différents au Laboratoire d'Informatique de l'Université de Toulouse.

treint d'utilisateurs ; la rentabilité de ces systèmes est encore améliorée par des usages non spécifiques à l'Enseignement Programmé.

D'autre part, on envisage l'utilisation d'ordinateurs très puissants, auxquels seraient connectés un grand nombre de pupitres travaillant simultanément, dont une partie éventuellement à distance ; on étudie actuellement des applications comportant 200 postes-élève. Ces systèmes serviraient à l'enseignement primaire et secondaire, à la formation professionnelle de spécialistes ainsi qu'aux sessions d'interrogations ou aux séances d'application. Un seul calculateur pourrait desservir plusieurs établissements d'enseignement, qui en assurerait conjointement la charge financière.

En France, comme ailleurs, on prévoit que les efforts s'orienteront selon trois directions : étude et mise au point des méthodes d'EP et de programmes ; adaptation à l'Enseignement Programmé des calculateurs existants ou à venir ; enfin, résolution des problèmes posés par les communications homme-machine et, en particulier, conception de terminaux-élève robustes, présentant une souplesse suffisante et peu onéreux, ce qui sera rendu possible par leur production en grande série.

5. Champ d'application et résultats des systèmes d'enseignement programmé avec calculateur

L'introduction de ces systèmes soulève de nombreuses controverses, dans lesquelles il ne nous appartient pas d'entrer : notre propos est d'apporter certaines précisions concernant ces méthodes. Avant d'analyser les résultats obtenus par l'emploi des systèmes d'EP avec calculateur, il importe d'examiner les conditions devant être nécessairement remplies pour les utiliser, ainsi que leur champ d'application.

5.1. Conditions de mise en œuvre et champ d'application

Outre la résolution des problèmes techniques et financiers dont il a été question ci-dessus, il convient de souligner à nouveau que les systèmes d'EP avec calculateur ne peuvent être mis en œuvre que si la matière à enseigner se prête à une indispensable structuration en quanta d'enseignement.

L'intérêt de ce découpage réside également dans l'intense effort de réflexion sur l'enseignement qu'il impose. Dans le domaine des interrogations ou des travaux pratiques, le champ d'application de ces systèmes ne semble pas limité. Mais en ce qui concerne les cours magistraux, les programmes actuellement existants sont surtout relatifs à des matières à caractère scientifique ou technique, ou à celles qui possèdent une logique interne apparente — sans qu'il soit aujourd'hui possible d'exclure l'application de l'EP à une quelconque discipline.

5.2. Résultats

Le but de l'enseignement est évidemment la transmission et l'acquisition optimales des connaissances ; mais la mesure de son efficacité est un problème difficile. Elle peut se concevoir au moyen de trois paramètres associés : volume acquis dans un temps donné, temps d'apprentissage pour un volume donné et rétention des connaissances. Bien qu'ils soient très difficiles à chiffrer, on estime que par rapport aux méthodes traditionnelles, les gains obtenus grâce à l'emploi des méthodes d'EP se situent entre 20 et 30 % pour le volume des connaissances, 30 et 50 % pour le temps d'apprentissage et à environ 30 % pour la rétention des connaissances.

A titre d'exemple, citons, parmi les travaux de P. Suppes à l'Université de Stanford (Etats-Unis), l'enseignement de l'arithmétique à des élèves âgés de 6 à 9 ans. Il s'agissait là d'exercices d'entraînement sur les lois d'associativité, de distributivité et de commutativité. Le programme comportait 48 concepts au sujet desquels 24 exercices étaient proposés chaque jour aux élèves. Les résultats portent sur une période de 6 jours (cf. fig. 4).

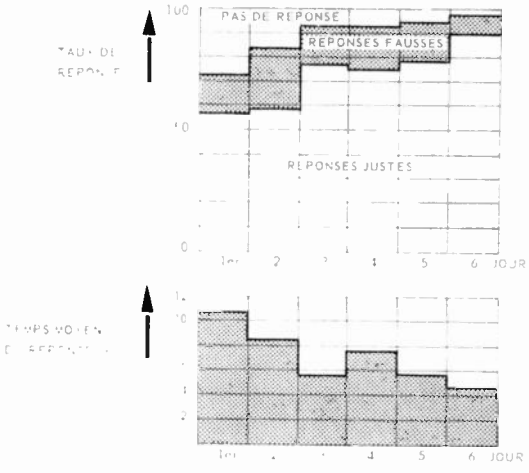


Fig. 4. — Nombre de réponses justes, fausses et non exprimées (en % du nombre total), et temps moyen de réponse (en minutes), en fonction du jour considéré. D'après P. Suppes.

On constate qu'au dernier jour de l'expérience, pendant laquelle chacun des 48 concepts a été revu trois fois par l'intermédiaire d'exercices chaque fois différents, le taux de réponses justes dépasse 90 % et la vitesse moyenne de réponse est plus du double de celle du premier jour.

Mais on constate également — et c'est un autre avantage de l'utilisation de ces méthodes — que le programme proposé le 4e jour n'est pas adéquat, puisque le nombre de réponses fausses et le temps moyen de réponse augmente brusquement ; le professeur possède là le moyen de mesurer l'efficacité de l'enseignement et d'en détecter les imperfections.

Outre la « personnalisation » de l'enseignement, le contrôle des progrès des élèves, leur activation et la correction immédiate des erreurs commises, les succès enregistrés dans l'application des nouvelles méthodes sont dus à l'accueil qui leur est réservé par les élèves et même, pour les plus jeunes, à la manipulation des appareils de dialogue et à la stimulation constante qui en découle. Mais les avantages qu'elles présentent ne doivent pas masquer les risques que comportent les méthodes d'EP. Ainsi, par exemple, la vitesse de progression au sein d'un pro-

gramme peut varier de 1 à 10 selon l'élève considéré ; mais pour essentielle qu'elle soit, l'adaptation de l'enseignement au rythme personnel de chacun ne doit pas conduire à isoler l'élève de la classe, qui constitue un groupe au sein duquel les contacts réciproques et l'émulation peuvent contribuer notablement à l'efficacité de l'éducation.

Ces techniques nouvelles sont trop récentes pour qu'on puisse en définir toutes les implications et prétendre résoudre dès à présent tous les problèmes qu'elles posent. On peut toutefois penser qu'actuellement, l'un des principaux résultats de l'application des méthodes d'EP est de doter les pédagogues de moyens scientifiques d'expérimentation de l'enseignement, à laquelle ils consacrent nécessairement un temps de plus en plus restreint du fait de l'augmentation pléthorique du nombre d'élèves dont ils ont la charge. Certes, les professeurs ont toujours tenté de procéder de la sorte, mais il est certain que les difficultés rencontrées n'ont fait qu'augmenter depuis le début du siècle. L'aide que peuvent leur apporter les systèmes d'EP avec calculateur semble décisive, d'une part en les libérant des tâches de routine — notation et contrôle des élèves, examens, séances d'exercices, etc. —, ce qui leur permet de se consacrer à l'aspect pédagogique de l'enseignement et en particulier d'assister ceux dont la progression est plus lente ; d'autre part, en leur fournissant un incomparable outil de recherche et d'expérience ; enfin, en leur procurant le temps nécessaire à une assimilation profonde des méthodes d'enseignement, en constante évolution.

6. Conclusion

L'extrême urgence de la résolution du problème de l'Education a conduit à la création récente d'une science expérimentale de l'enseignement dont le but, à travers l'analyse du processus d'apprentissage, est de faciliter la transmission et l'acquisition des connaissances.

Grâce aux possibilités exceptionnelles qu'offre aujourd'hui la technique et en particulier les calculateurs, les moyens sont réunis pour le développement de cette nouvelle discipline. Dans le monde entier et en France, des études sont en cours et un certain nombre de réalisations en fonctionnement. Les résultats acquis sont prometteurs et permettent de préciser les problèmes qui se posent et les efforts à consentir.

En effet, les difficultés à surmonter ressortissent à des domaines variés, tant financier que technique, pédagogique et même psychologique. Le nécessaire retour à un enseignement adapté, de type préceptoral, complété par les vertus de l'action des collectivités sur les individus qui en font partie, porte à penser que la pédagogie future associera les qualités des présetations audio-visuelles, de l'Enseignement Programmé, de la dynamique de groupe, sans omettre l'apport incomparable du contact avec le professeur, qui délèguera à l'ordinateur le soin d'orchestrer les moyens techniques mis en œuvre mais en gardera le contrôle.

Enfin, les tentatives actuelles pour dégager une nouvelle forme d'éducation ne doivent susciter aucune inquiétude : les machines électroniques ne *pensent* pas ; elles constituent au contraire un outil d'une efficacité exceptionnelle, au service de l'Homme qui les a créées.

BIBLIOGRAPHIE

[1] CRAM D. — « Explaining 'Teaching Machine' and Programming ». Fearon Publ. Inc., 1961.

[2] Commission on College Physics. — « The computer in Physics Instruction ». *Report of the Conference on the Uses of Computer in Undergraduate Physics Instruction*, Nov. **4-6**, 1965.

[3] DIEUZEIDE H. — « Les Techniques Audio-Visuelles ». PUF, 1965.

[4] Cdt BARANGER. — « L'EP et ses applications dans les Ecoles de l'Armée de l'Air ». *L'Enseignement Programmé*, N° 1, Juin 1966.

[5] SILBERMAN Ch. E. — « Technology is Knocking at the Schoolhouse Door ». *Fortune*, Aug., 1966.

[6] LESSING L. — « Inside the Molecules of Mind ». *Fortune*, July 1, 1966.

[7] SUPPES P. et DONIO J. — « Foundations of Stimulus-Sampling Theory for Continuous — Time Process ». *Techn. Report* N° **69**, Feb. 9, 1965. Stanford University, Cal., (U.S.A.).

[8] DE MONTMOLLIN M. — « L'enseignement Programmé ». PUF, 1965.

[9] SUPPES P. — « The Uses of Computers in Education ». *Sc. American*, Vol. 215, N° **3**, Sept. 1966.

[10] DONIO J. — « Les systèmes électroniques et l'enseignement ». *Inter Audiovision*, N° **5**, Mars-Avril 1966.

[11] COADY M. — « Time-Shared System Success in Teaching Math to Children », *Electronic News*, Aug. 22, 1966.

[12] « Utilisation d'un Ordinateur de taille moyenne en temps partagé ». *Nucleus*, tome 7, N° **6**, Nov.-Déc. 1966.

Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur

P. SOULIER

CITEC

Au mois de février 1966, il y a donc déjà un an, la TÉLÉVISION FRANÇAISE présentait une application des ordinateurs destinée à un grand avenir : l'enseignement programmé.

Cette expérience, réalisée avec l'aide du CENTRE DE DOCUMENTATION SUR L'ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ montrait, pour la première fois à notre connaissance, des enfants dans une classe étudiant leur programme en dialogue direct avec un ordinateur.

La salle de classe avait l'aspect ordinaire aux écoles

modernes : mobilier en bois clair, cartes géographiques en couleurs accrochées aux murs, aspect gai et aéré. Un appareil insolite, cependant, était posé sur l'une des tables : un écran cathodique orientale fixé sur une boîte formant pupitre portant des touches en tous points identiques à celles d'une machine à écrire, plus une, bien apparente, et de couleur rouge.

A dix kilomètres de là, un ordinateur 90-40, du Centre de Calcul de la CAE, aujourd'hui COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE, était relié à l'ensemble écran-clavier par une ligne téléphonique PTT*.

Dans cette classe studieuse, Alain, un bloc de papier et un crayon à sa droite, apprenait les règles de la divisibilité des nombres, selon une méthode d'enseignement mise au point en liaison avec LE CENTRE DE DOCUMENTATION SUR L'ENSEIGNEMENT PROGRAMMÉ.

Sur l'écran, se succédaient les questions auxquelles répondait l'élève en tapant d'un doigt encore hésitant, sur les touches du clavier.

« Nous voulons apprendre un nouveau mode de calcul : La division avec reste.

Nous sommes en cours de gymnastique et nous allons former quatre équipes. Vous vous êtes comptés, votre professeur vous répartit :

— le numéro 1 appartient à l'équipe 1,
— le numéro 2 appartient à l'équipe 2,
— le numéro 3 appartient à l'équipe 3,
— le numéro 4 appartient à l'équipe 4,
— le numéro 5 appartient de nouveau à l'équipe 1,
— le numéro 6 appartient de nouveau à l'équipe 2.
et ainsi de suite,

de là, on obtient les équipes suivantes :

Equipe 1	Equipe 2	Equipe 3	Equipe 4
1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12
13	14	15	16
17	—	—	—

Ecris les numéros manquants ».

Alain, en appuyant sur les touches, fit apparaître sur l'écran les nombres qui constituaient la réponse. s'il s'était trompé, le tableau des équipes serait réapparu suivi de : « Tu t'es trompé, relis ton tableau et retape les 3 numéros ». Mais Alain ne s'était pas trompé et sur l'écran s'inscrivit : « C'est bien ».

« Dans ta classe il y a 32 élèves,

Question 1 : Dans quelles équipes sont :

PIERRE (numéro 18), FRÉDÉRIC (numéro 30), CATHERINE (numéro 27) ; indique la lettre de la bonne réponse :

	PIERRE	FRÉDÉRIC	CATHERINE
A) —	1	2	2
B) —	2	2	3
C) —	2	2	4

Alain répondit en tapant la lettre C et se trompa.

« Ton tableau contient certainement des fautes, nous allons le compléter :

17	18	19	20
21	22	23	24
25	26	27	28
29	30	31	32

Comme tu peux le voir, le 18 appartient à l'équipe 2
le 30 appartient à l'équipe 2
le 27 appartient à l'équipe 3 »

La leçon continua ainsi d'explications en questions, de retours en arrière en compléments jusqu'à la dernière phrase libératrice comme une sonnerie de récréation.

« C'est assez pour aujourd'hui, tu as bien compris la division avec reste ».

Cette expérience fut intéressante à plus d'un titre.

D'abord, elle montra la rapidité d'adaptation des enfants à ce nouveau mode d'enseignement. Bien entendu, il n'est pas question de juger ici de la profondeur des connaissances acquises, ni de la mémorisation réelle de la leçon. Du point de vue strictement matériel, les enfants s'habituèrent très vite au clavier du système de télévisualisation qui représentait déjà une innovation heureuse dans le dialogue avec un ordinateur.

Cette expérience montra, en effet, la souplesse de cet équipement qui, présenté pour la première fois en Europe au SICOB 1965, est appelé à un développement considérable.

Tous les caractères alpha-numériques et des caractères spéciaux peuvent en effet être affichés sur l'écran et transmis à l'ordinateur. L'avantage essentiel du dispositif réside dans le fait qu'un texte assez long (de 384 et 768 caractères) peut être inscrit, modifié, effacé avant sa transmission vers l'ordinateur. Un inconvénient par rapport aux téléscriptrices classiques réside dans le fait qu'il ne reste pas de trace écrite, ce qui, dans neuf cas sur dix, est sans importance. Par contre, la lecture est facile le texte étant bien à plat, sans reflet parasite, en lettres lumineuses sur fond noir. De plus, le fonctionnement est parfaitement silencieux ce qui présente un intérêt certain dans le cas d'un grand nombre d'appareils installés dans une même salle.

L'expérience prouva, en outre, que les problèmes de matériels sont déjà résolus et que seuls subsistent quelques difficultés de programmation.

En effet, nous avons vu que l'enseignement programmé revêt deux aspects essentiels : d'une part, l'exposé de textes suivi de questions et, d'autre part, l'analyse des réponses, afin de déterminer le choix du texte suivant à émettre vers l'élève. Le seul problème est bien évidemment l'analyse de la réponse de l'élève. On peut le scinder en trois types :

1) La réponse est composée d'un mot ou d'une formule simple, c'est-à-dire d'un assemblage de caractères alphanumériques unique. Par exemple, dans la leçon intitulée « Du ciel à la terre », on demande :

« Dans l'atmosphère la vapeur d'eau se condense en ..... ».

Il faut répondre NUAGES.

* En réalité, écran et ordinateur étaient voisins, mais effectivement reliés par une ligne de 10 km.

Il est alors facile de comparer le mot de la réponse avec le mot clé du programme ; pourtant, l'élève pourrait également répondre BROUILLARD, d'où la nécessité d'une comparaison avec une table de réponses exactes — mais à des degrés divers — orientant le texte à émettre, de telle manière qu'il replace l'élève sur le chemin précis qu'on entend lui faire suivre. Ainsi, BROUILLARD conduirait à émettre le texte suivant :

« C'est exact, mais en général dans l'atmosphère la vapeur d'eau se condense en nuages, le brouillard n'est qu'un cas particulier de nuages très près de la terre ou de la mer ».

Tandis que la réponse « NUAGES » conduit à dire :

« C'est très bien, tu sais aussi que les nuages sont hauts dans le ciel. Il arrive pourtant qu'ils soient très bas et rasent le sol ou la mer ; dans ce cas, on dit qu'il s'agit de ..... ».

Si la réponse est correcte, on passe au tronc commun suivant de l'exposé ; sinon, on revient sur la notion de brouillard en l'explicitant, puis on passe au texte commun suivant. Cette méthode n'offre pas de difficultés particulières, sinon que le mot doit être correctement orthographié : une faute d'orthographe fera considérer la réponse comme fausse, à moins que la comparaison porte sur un nombre limité de lettres, ainsi pour NUAGE on ne tiendra pas compte de la présence éventuelle d'un S à la fin. Pour BROUILLARD, on ne tiendra pas compte du D pour décider que la réponse est juste ; puis, dans un second stade, un test sur le D seul permettra d'orienter vers un texte destiné à mettre l'accent sur l'orthographe de ce mot. En poussant les choses plus loin, le mot BROUILLARD pourrait être simplifié à BROU en amputant la réponse à partir de la 5e lettre ou bien condensé en BROUAR ; BROU étant juste, on cherche s'il y a le couple AR dans les lettres qui suivent, puis on teste la validité des lettres situées entre BROU et AR pour orienter éventuellement vers un texte mettant l'accent sur l'orthographe.

A ce stade, la programmation devient extrêmement complexe et la nécessité de disposer d'un compilateur spécial devient impérative afin d'alléger l'écriture.

En outre, le problème de l'orthographe se retrouve complètement déplacé dans l'enseignement des mathématiques. Par exemple, soit à en seigner uneidentité remarquable telle que : $(a+b)^2 = a^2+2ab+b^2$. La réponse de l'élève peut être a^2+b^2+2ab ou bien $a^2+ab+ba+b^2$ ou bien $a^2+2ba+b^2$, etc. ; toutes sont exactes, même si elles ne correspondent pas tout-à-fait à la forme que l'on veut imposer ; il faut. en d'autres termes, que la réponse de l'ordinateur soit nuancée. Pour cela, l'expression obtenue doit être compilée et exécutée avec des valeurs arbitraires, choisies de telle façon que les bonnes réponses soient reconnues. L'adoption, dans l'enseignement, de la notation ALGOL doit déjà simplifier le problème au niveau de l'écriture*.

2) Un autre type de réponse autorise très facilement plus de complexité. On donne à choisir parmi cinq ou six réponses possibles, dont une seule est juste. Il suffit alors d'indiquer le numéro de la bonne réponse ; le choix pour l'ordinateur est alors très simple. Cependant, l'expérience montre que ce procédé n'est pas sans inconvénients car, dans ce cas, l'intuition, et non le raisonnement, peut permettre à l'élève de franchir rapidement les étapes du cours. Dans ce cas, la compréhension et, partant, la mémorisation risquent d'être défectueuses. Cependant, cette méthode reste la seule possible lorsque le nombre de réponses différenciées par la forme et par le fond est trop grand.

3) La réponse libre sous forme d'une phrase ou d'un groupe de phrases est un problème extrêmement difficile à résoudre qui, sans être insurmontable, risque d'imposer un effort de recherche tel et des ordinateurs si puissants qu'il faille encore attendre de nombreuses années avant de le voir résolu et appliqué à l'enseignement programmé.

L'expérience qui s'est déroulée à CAE l'année dernière n'utilisait, bien entendu, que des questions des types 1 et 2. Elle a permis de constater que ces deux formes judicieusement employées permettaient d'appliquer les méthodes de l'enseignement programmé à un nombre très vaste de sujets et que, sans bouleverser d'un coup les techniques actuelles de l'enseignement, il était clair qu'on allait assister à un développement rapide des ordinateurs dans l'enseignement.

Actuellement, à la Faculté des Sciences de Toulouse, 16 téléscriptrices reliées à un CAE 510 sont installées dans une salle de cours où, sous l'autorité du Professeur LAUDET, les étudiants de mathématiques appliquées se familiarisent avec le langage ALGOL, chacun travaillant avec la machine comme s'il était seul avec elle, celle-ci indiquant à l'élève toute faute de syntaxe ou de vocabulaire. Cependant, le langage est appris selon les méthodes habituelles ; bientôt l'enseignement même de l'ALGOL, et non seulement plus les travaux pratiques, sera facilité par un cours enregistré en mémoire rapide du CAE 510.

Tout le travail de l'enseignement de base une fois accompli, les maîtres pourront alors se consacrer avec un bien meilleur rendement à approfondir les connaissances acquises par les élèves.

Dans 20 ans, dans 10 ans peut-être, des ordinateurs de toutes puissances, installés dans les établissements d'enseignement et reliés entr'eux par câbles téléphoniques, dispenseront la culture, tiendront à jour le livret de chaque élève, établiront des statistiques sur l'efficacité de tel ou tel cours et permettront d'approfondir nos connaissances de la perception, de l'assimilation et de la mémorisation. Alors, peut-être les examens seront-ils complètement déviés de leur sens actuel ; peut-être seront-ils remplacés grâce à des épreuves destinées à familiariser les élèves avec les chocs émotifs par des séances de groupes permettant de dégager les personnalités.

Alain, de qui l'on a sollicité l'opinion concernant l'enseignement programmé à l'issue de l'expérience de l'année dernière, nous a confié qu'à son avis une gifle appliquée au bon moment par sa mère lui facilitait souvent la compréhension et remplaçait avantageusement un long exposé.

* Monsieur le Professeur LAUDET, de la FACULTÉ de TOULOUSE, étudie actuellement un programme destiné à l'enseignement de l'ALGOL et donc capable d'effectuer des compilations fragmentaires pour tester la validité des réponses.

DIVERS

L'aide de l'électronique aux handicapés physiques

E. WEYGAND
Ingénieur E.S.E., Licencié ès sciences

Il est banal de dire que la vue d'êtres humains frappés d'une infirmité provoque dès l'abord un sentiment de compassion. Mais cette compassion s'accompagne malheureusement le plus souvent de l'idée que le handicap dont ils sont affligés les destine à vivre dans un monde à part. Cela est plus particulièrement marquant quand il s'agit d'une infirmité de naissance.

C'est aller à l'encontre du sentiment profond qui les habite et leur fait ardemment désirer s'intégrer à la vie courante. Ils doivent, au contraire, trouver auprès de leurs semblables une aide véritable qui leur permettra de « vivre comme tout le monde » en utilisant leurs possibilités que l'on a tendance à sous-estimer.

Le sujet à traiter, tel que le fait prévoir le titre de cet article, est extrêmement vaste. N'ayant pas la prétention de tout connaître, nous voudrions seulement esquisser, trop rapidement peut-être, ce qui a été fait pour leur venir en aide, en nous attachant plus longuement à ceux qui sont privés de la vue.

Nous admettons, dans tout ce qui va suivre, que les déficiences sont purement physiques et que les facultés intellectuelles sont intactes et normales.

Sans nous placer du seul point de vue de l'Enseignement, on peut dire que la vie courante demande la mobilité des membres et l'usage des cinq sens. Parmi ces derniers, les plus essentiels sont la vue et l'ouïe ; nous y ajouterons l'usage de la parole.

Ceci nous amène à considérer, d'une façon un peu systématique, trois catégories d'handicapés :

— ceux qui ont perdu totalement ou partiellement l'usage de leurs membres : amputés ou paralysés ;

— ceux qui n'ont qu'une ouïe imparfaite aggravée parfois d'une faculté de parole réduite : les sourds-muets ;

— ceux qui ne voient pas.

1. Paralysés - Amputés

L'aide qui peut leur être apportée consiste essentiellement à leur rendre la mobilité ou l'usage du membre absent par des moyens artificiels et généralement mécaniques.

Pour ceux qui ne peuvent être appareillés, la seule ressource est un moyen de transport auxiliaire, fauteuil roulant ou véhicule automobile dont les commandes ont été spécialement aménagées. Tout cela relève de la mécanique, de l'électricité ou de l'hydraulique, beaucoup plus que de l'électronique qui n'y a guère sa place.

Les prothèses, suppléant le membre absent, font actuellement appel à des mécanismes cherchant à imiter les mouvements naturels et déclenchés par des contractions musculaires ou des mouvements du corps. Jusqu'à présent il n'y a rien d'électronique dans tout cela.

Mais des études commencent à être entreprises à l'étranger et même en France pour examiner la possibilité d'utiliser les tensions électriques développées dans le corps par les influx nerveux pour commander électriquement certains mouvements. Ceci devrait permettre de mieux approcher le fonctionnement d'un membre vivant en autorisant une articulation plus proche de la nature.

Par exemple une jambe artificielle, pour un amputé à mi-cuisse, ne peut avoir un pied articulé. Le levier constitué par le pied, lié rigidement à la jambe, est nécessaire pour assurer l'équilibre et surtout provoquer le ploiement du genou pendant la marche. Un système assurant la coordination des mouvements par une commande électronique permettrait sans doute d'articuler le pied et de commander le mouvement du genou, donc de donner à la marche plus de souplesse et un aspect moins mécanique.

2. Les sourds-muets

La surdité et la surmutité ont fait depuis longtemps l'objet de nombreux travaux. De hautes compétences dans les domaines médical, scientifique et technique se sont penchées sur le problème.

Nous voudrions seulement rappeler rapidement quelle peut être l'intervention de l'électronique dans ce domaine.

Les cas de surdité totale sont heureusement rares. Il subsiste presque toujours des restes d'audition et l'un des apports de l'électronique est de permettre de

les dépister. C'est essentiel quand il s'agit de surdité de naissance qui entraîne un retard dans le développement intellectuel et dans la faculté de parole.

La connaissance de ces restes et de la gamme de fréquences dans laquelle ils se situent permet l'adoption rapide, toujours souhaitable, d'une prothèse auditive.

S'agissant généralement de défauts de l'oreille interne ou du système nerveux, on ne peut espérer améliorer l'audition ; mais il est possible de faire profiter au mieux des restes qui subsistent.

L'électronique intervient aussi dans l'éducation de la parole pour apprendre à former et reproduire les sons. On met en jeu des systèmes collectifs, amplificateurs et casques individuels, ou des procédés purement individuels tels que le magnétophone qui permet une comparaison entre le son tel qu'il doit être émis et celui que, petit à petit, formule le malade.

On utilise également des procédés visuels : le phonème normal s'inscrit sur un oscillographe bicourbe, celui qui est prononcé par le malade se trace au-dessus ou au-dessous permettant ainsi de corriger petit à petit les défauts.

Toutes les possibilités offertes dans le domaine de l'amplification, tels que filtres passe-haut, passe-bas, passe-bande, préaccentuation, sont mises en jeu pour la meilleure adaptation aux possibilités auditives.

Enfin chacun connaît les progrès faits, grâce au développement industriel des transistors, dans le domaine de la prothèse auditive. Ces progrès se sont principalement traduits par une très grande réduction de volume des appareils et une plus grande durée des alimentations.

3. Les aveugles

Il n'est pas possible par quelque moyen que ce soit de restituer la vue, même partiellement, à quelqu'un qui l'a totalement perdue.

C'est là la différence essentielle avec les deux cas précédents où l'on recherche à remplacer ou à rééduquer l'organe manquant ou défaillant.

Il faut ici suppléer la vue absente par des moyens divers et pour cela se rendre bien compte de la façon dont l'aveugle lui-même la supplée par la mise en action de ses autres sens.

C'est peut-être en raison de cette difficulté très réelle que peu d'efforts persévérants ont été faits pour trouver des solutions adaptées aux différents besoins. C'est pourtant là que l'électronique a un champ d'activité important, et pour cela que nous nous y arrêterons plus longtemps.

L'aveugle est généralement considéré comme un être condamné à vivre dans un monde à part, entouré de la pitié de son prochain parfois résigné à le voir, jusqu'à la fin de ses jours, fabriquer des brosses ou accorder des pianos.

Rien n'est plus faux.

La privation de la vue est certes un lourd handicap, mais les autres sens s'aiguisent d'une façon inusuelle chez les voyants. Ainsi un aveugle a une notion assez exacte de la dimension de la pièce dans laquelle il se trouve sans avoir besoin pour cela d'en palper les murs. L'audition des sons qu'il perçoit, la manière dont ils lui parviennent, les échos qu'ils provoquent lui donnent une sensation quasi visuelle de son environnement.

Nous connaissons des aveugles ayant conquis de très hauts grades universitaires, nous en savons qui pratiquent le ski ou qui se déplacent sur un volé-moteur (dans une enceinte privée bien sûr).

Il y a là de beaux exemples de volonté d'arriver et de s'intégrer à la vie courante ; on se doit de les aider.

Différents problèmes se posent et, pour certains d'entre eux, on a déjà tenté de trouver des solutions.

● LE PROBLÈME N° 1 NOUS PARAÎT ÊTRE LE GUIDAGE

Le secours du chien, que nous ne pouvons pas classer dans les aides électroniques, est pratiquement inutilisable dans une grande ville et n'est pas autorisé en France dans les transports en commun.

C'est principalement depuis la dernière guerre que la technique du radar a conduit à rechercher les applications qui pourraient en être faites pour le guidage des aveugles.

Les caractéristiques du faisceau radar et plus particulièrement les fréquences utilisées le rendent inapte à cet emploi. En effet, il est nécessaire de détecter à une distance de l'ordre de deux mètres, soit deux à trois pas pour laisser à l'aveugle le temps de réagir sans toutefois lui donner des informations à utilisation trop lointaine.

On a donc exploré les solutions offertes par la lumière, les ultrasons et les sons en conservant toujours le principe de l'émission d'un signal et de sa réflexion sur un obstacle.

Dans un article publié en 1951 dans « Electronic Engineering », R.L. BEURLE a bien défini les conditions essentielles auxquelles doit satisfaire un tel appareil de guidage :

— donner des indications permettant de se déplacer dans la rue à une allure raisonnable ;

— détecter les obstacles suffisamment à temps pour pouvoir les éviter. Par obstacle, on entend aussi les modifications dans le nivellement du sol : dépression ou élévation telle que marche d'escalier ;

— l'équipement doit être portable ; c'est-à-dire peser de l'ordre de deux kilogrammes, le volume de la partie portée à la main n'excédant pas 60 cm³ ;

— les indications ne doivent pas être perturbées par la lumière ou le bruit du trafic ;

— le coût de remplacement des batteries d'alimentation ne doit pas être trop élevé, ni ce remplacement trop fréquent.

Plusieurs types d'appareils ont été réalisés, basés sur l'utilisation de signaux lumineux brefs, d'ultrasons et de tops sonores à des fréquences audibles.

Il semble que les émissions de signaux lumineux ne puissent pas être retenues en raison des informations parasites qui peuvent être recueilies.

Il n'entre pas dans le cadre de cet article de faire une étude critique de ces différents systèmes, mais de signaler les voies qui ont été explorées. Toutefois, à titre d'exemple, nous décrirons brièvement un type d'appareil expérimenté qui nous a paru devoir retenir l'attention en raison de son extrême simplicité.

Il s'agit d'une source émettant des tops à fréquence audible et placée au foyer d'une parabole de manière à produire un faisceau assez large, mais dont une grande partie de l'énergie est concentrée au voisinage de l'axe.

L'écho renvoyé par un obstacle est reçu directement sans utilisation d'un récepteur spécial. On utilise ainsi toutes les possibilités offertes par l'écoute binaurale sans les distorsions inévitablement dues à un récepteur qui ne pourrait avoir, en raison des servitudes de poids et d'encombrement, toutes les qualités désirables. En outre, la perception auditive des bruits ambiants n'est pas masquée et contribue à compléter cette sensation quasi visuelle dont nous parlions plus haut.

La partie centrale du faisceau permet de détecter les obstacles plus lointains et même de faibles dimensions tels qu'un arbre ou un réverbère. La partie périphérique donne des indications sur l'environnement sans obliger à pratiquer un balayage manuel.

L'inconvénient de cet appareil est que les échos risquent d'être masqué, s'il est utilisé dans une zone où règne un bruit ambiant élevé.

Malgré cela, les essais faits ont montré qu'il permettait le guidage sur des parcours inconnus des expérimentateurs à des vitesses moyennes de l'ordre de 2,5 à 4 km à l'heure.

Les dimensions de l'appareil sont réduites (25 × 6 cm) et le poids, inférieur à 2 kg. La batterie de piles assure 700 heures de fonctionnement.

Au cours des essais, il a été constaté une certaine réticence de la part des utilisateurs. Elle paraît due à deux causes principales : l'appareil n'apportait pas d'aide appréciable sur des parcours familiers et on constatait une certaine répugnance à adopter des moyens nouveaux alors que l'éducation avait été faite, assez imparfaitement, mais de façon jugée suffisante, avec la bien classique canne blanche.

Mais ce n'est pas là un avis unanime et nous sommes sûrs que certains aveugles souhaiteraient bénéficier d'une telle aide, même si elle n'est pas parfaite.

Enfin pour en terminer avec cette question, il faut remarquer que ces essais datent déjà de 16 ans et que les techniques modernes offrent certainement d'autres possibilités.

Il ne semble pas que les expériences aient été poussées aussi complètement avec les ultrasons, bien que nous sachions qu'il ait été fait des essais plus récemment.

Les ultrasons ne doivent pas présenter le risque d'un brouillage par les bruits ambiants et ils ont, en outre, l'avantage d'être discrets pour les tiers.

A la réception, la transposition en une fréquence audible caractéristique n'introduit pas une grande complication. Resterait à trouver la possibilité de rendre perceptible cette fréquence audible sans priver l'utilisateur de l'usage de ses oreilles. Les techniques modernes de miniaturisation, circuits intégrés par exemple, doivent conduire à un équipement léger et peu volumineux.

Il nous semble que ce soit là une voie qui vaille d'être explorée sérieusement et expérimentée avec des sujets jeunes ou désireux de s'adapter à des techniques modernes.

Signalons, dans le même ordre de préoccupation, une petite balise émettant un signal sonore à cadence régulière, toutes les 5 à 10 secondes, par exemple, avec une intensité réglable. Elle est évidemment d'un usage plus restrictif que les procédés de guidage portatifs ; mais elle peut permettre, agissant comme un phare, de rallier un point donné au cours d'un jeu ou d'une promenade dans une enceinte privée.

● LE PROBLÈME N° 2, tout aussi important est celui de l'écriture et surtout de la lecture.

Dans le sens de l'aveugle vers le voyant, la machine à écrire est couramment utilisable avec toutefois l'inconvénient de ne pouvoir se relire.

Dans l'autre sens, l'écriture Braille reste le seul moyen ; l'usage du magnétophone, pour les voyants qui ne savent pas écrire le Braille, peut y suppléer.

Mais si cette écriture, faute d'autres moyens, permet à l'aveugle la lecture de textes courants à la vitesse de 100 à 120 mots à la minute, elle pose pour les mathématiques un véritable problème.

Il nous faut ici rappeler rapidement ce qu'est l'écriture Braille. Elle est basée sur l'utilisation de 1 à 6 points s'inscrivant en relief dans un rectangle, sur 3 lignes et 2 colonnes. On dispose ainsi de 63 signes différents pour les 26 lettres de l'alphabet, les 10 chiffres, les signes de ponctuation et certains signes conventionnels annonçant une signification spéciale du caractère qui les suit.

Nous donnerons une petite idée de la complexité par l'exemple suivant : écrire en Braille $e^{j(\omega t+\varphi)}$, demande :

— le caractère « e »,
— le signe exposant,
— le caractère « *j* »,
— le signe parenthèse,
— le signe lettre grecque,
— le caractère« *o* » qui devient ainsi ω,
— le caractère « *t* »,
— le signe « + »,
— le signe lettre grecque,
— le caractère « *f* » qui devient ainsi φ,
— le signe parenthèse,

soit onze caractères Braille alignés à la suite sur le papier et représentant environ une longueur de 9 cm. Pour peu que cette expression soit le numérateur d'une fraction, on ajoute à la suite le signe fraction,

puis le dénominateur. Et si numérateur et dénominateur sont eux-mêmes des fractions, la formule occupe 4 ou 5 lignes.

L'aveugle n'ayant qu'une vue successive de ces signes doit reconstituer la formule dans sa tête. On peut ainsi juger de la difficulté et pourtant beaucoup d'entre eux la surmontent.

Sans vouloir n'examiner que ce cas particulier, la transcription en Braille de textes courants conduit à des livres infiniment plus encombrants que l'ouvrage imprimé parce que le caractère Braille est plus large que la lettre d'imprimerie, que le papier est plus épais, que le relief des caractères écarte les pages ; tout cela, même si on adopte l'écriture recto-verso et l'écriture abrégée.

On voit donc qu'il est essentiel de permettre l'accès direct au texte imprimé.

Le premier moyen qui vient à l'esprit est le livre parlé : disque ou bande magnétique.

Les très grands progrès faits ces dernières années dans le domaine de l'enregistrement magnétique nous incitent à préférer la bande au disque. Compte tenu du fait que le magnétophone est à la fois enregistreur et lecteur, son prix est maintenant abordable ; et il existe des magnétophones de petites dimensions et autonomes dont le fonctionnement est simple et sûr.

Les bandes « longue durée » permettent 16 heures d'écoute à la vitesse d'enregistrement de 4,75 cm/s ; soit un encombrement de 180 mm sur 10 mm. Il faut onze disques de 30 cm pour obtenir le même contenu. En outre, la bande ne se détériore pratiquement pas si les têtes de lecture sont en bon état et elle peut être effacée donc réutilisée.

Le disque a peut-être pour lui sa commodité de reproduction en grand nombre d'exemplaires ; mais il existe aussi des machines à copier les bandes.

Le seul perfectionnement qui pourrait être apporté au magnétophone serait de rendre le compte-tours lisible pour un non-voyant. Il suffirait pour cela de remplacer les chiffres arabes des rouleaux du compte-tours par des chiffres Braille qui n'exige que 4 points au maximum sur 2 lignes. Nous connaissons une machine à calculer allemande qui a été rendue utilisable par les aveugles par cette seule transformation.

Mais le livre parlé exige la collaboration d'un intermédiaire voyant qui lit et enregistre. C'est pourquoi on s'est attaqué depuis longtemps au problème de la lecture directe.

Dès 1914, FOURNIER d'ALBE décrivait les résultats obtenus avec « l'Optophone » qui est resté à la base de beaucoup d'études faites dans cette voie.

Dans des articles parus dans diverses revues américaines, le Dr ZWSRYKIN décrivait un système de lecture composé essentiellement d'un stylet muni d'une fente de dimensions un peu supérieure à la hauteur d'une lettre, que le lecteur faisait avancer le long de la ligne à lire. Le stylet comporte une lampe et un miroir oscillant qui provoque un balayage vertical. Une cellule réagit aux différences de luminosité dues aux noirs et blancs des caractères. Le signal sortant est en outre modulé en fréquence.

Dans ce système, à chaque lettre correspond une modulation caractéristique de cette lettre. Nous ne croyons pas beaucoup à l'efficacité de ce moyen qui oblige le lecteur à apprendre un véritable alphabet sonore.

Dans ce même article le Dr ZWORYKIN allait plus loin et utilisait le train de signaux correspondant à chaque lettre en les introduisant dans une matrice qui déclenchait, dans une série d'électrophones miniature, le prononcé de la lettre lue. Naturellement chaque type de séquence de signaux élémentaires ne pouvait déclencher qu'un seul électrophone élémentaire et inversement.

Allant plus loin encore, il considérait que la langue anglaise courante ne comprenant pas plus de 30 à 40 sons distincts, le groupement de plusieurs lettres constituant ces sons pouvait être réalisé. On serait arrivé ainsi à faire émettre des syllabes par le robot lecteur. C'eut été, en somme, une sorte de sténotypie parlée.

Il n'est pas fait mention dans ces articles de certaines difficultés qui ne doivent pas manquer d'apparaître, dues par exemple aux différents types de caractères d'imprimerie, aux majuscules, qui pourrait créer des signes de confusion. Les auteurs y ont sans doute pensé mais ils n'en parlent pas.

Il ne nous semble pas qu'on ait poussé plus loin dans cette voie de la reconnaissance des formes. Pourtant les progrès faits dans le domaine des calculateurs et des ordinateurs devraient permettre la réalisation de tels ensembles.

Nous ne nous illusionnons pas sur le prix d'une telle machine qui serait hors de la portée des moyens d'un seul individu. Mais, de même qu'on a créé des centres de calcul mis à la disposition de ceux qui n'ont pas les moyens d'acquérir un calculateur, pourquoi ne créerait-on pas des centres de lecture auxquels s'adresserait l'aveugle pour demander la lecture de tel ou de tel livre qui l'intéresse, au besoin même par téléphone ?

Une autre méthode de lecture, celle-ci beaucoup plus récente, est décrite dans le Proceedings of I.R.E.E. de janvier 1966. Il ne s'agit pas là de donner de la lettre lue son expression sonore, mais de faire apparaître sous le doigt du lecteur la forme même de la lettre.

Le principe général est toujours basé sur l'utilisation d'une cellule photoélectrique ou, plus exactement dans ce cas, d'un réseau de cellules. Chacune déclanche à l'apparition d'un noir la vibration d'un petit « picot », vibration perceptible sous le doigt du lecteur.

Des essais faits avec beaucoup de méthode avec des sujets jeunes et privés de la vue depuis leur naissance, montrent qu'après entraînement, ils arrivent à lire de 20 à 30 mots par minute.

Ce système de lecture directe, par opposition au système de reconnaissance des formes, paraît conduire à des appareils plus simples, moins encombrants et moins coûteux.

En outre, le problème soulevé par des caractères différents ne se pose pas et on ne voit pas pourquoi il ne pourrait pas être étendu à la lecture de formules, de graphiques ou de courbes.

Ce problème de la lecture, comme celui du guidage a tout à attendre de l'électronique.

● Examinons maintenant, pour terminer, un *troisième problème :* celui de l'utilisation par un non-voyant d'appareils conçus pour l'usage courant.

Le domaine est trop vaste et trop divers pour pouvoir être examiné dans son entier. Nous nous limiterons à celui que nous pensons susceptible d'intéresser plus spécialement nos lecteurs : l'électronique.

D'une façon générale, les manipulations et la réalisation de montage d'essais ne posent pas de problème particulier avec toutefois deux réserves :

— l'une concerne les précautions à prendre vis-à-vis des tensions élevées, mais le champ offert à l'étude par les transistors et les tensions basses auxquelles ils fonctionnent est assez vaste pour ne pas donner de limites à l'activité ;

— les circuits imprimés ne présentent pas sous les doigts un relief suffisant pour permettre de les suivre. Ils sont très difficilement utilisables, de ce fait.

— quant à l'identification des composants, c'est une simple question d'ordre et de classement par un aide voyant. Ce n'est pas un problème.

Venons-en aux appareils de mesure et, là encore, tournons-nous vers les Anglo-Saxons qui paraissent être les seuls à s'être préoccupés de la question.

Il existe un multimètre pour aveugles permettant la mesure en courant continu des courants de 0 à 1 ampère en 7 gammes, des tensions de 0 à 1 000 V en 7 gammes et des résistances jusqu'à 10 MΩ en 8 gammes ; en courant alternatif, on mesure les tensions dans la même gamme qu'en courant continu.

Le principe en est simple : pour les résistances, c'est un pont de Wheatstone, pour les courants et les tensions, c'est un montage en opposition avec une source incluse dans l'appareil. Un vibreur incorporé fournit une tonalité dans un casque. La mesure s'effectue en recherchant le silence dans les écouteurs.

Cet appareil serait perfectible en lui adjoignant un amplificateur et un haut-parleur pour accroître la sensibilité, et en remplaçant le vibreur par un petit oscillateur à transistors.

Mais on voit déjà que cet appareil permet, moyennant une adaptation convenable des impédances, de transformer les indications fournies par un appareil dans lequel la valeur à mesurer se traduit par la déviation d'un galvanomètre. Nous avons ainsi pu adapter un voltmètre à lampes.

La question de la lecture des cadrans est simple à résoudre. S'il s'agit d'une commutation progressant par crans successifs, comme, par exemple, ceux commandant des sous-gammes, la lecture ne présente pas de difficultés, l'utilisateur sait très rapidement que le 3e ou le 4e cran correspond à telle ou telle sous-gamme.

S'il s'agit d'une commande à variation continue, le cadran peut être, le plus souvent, doublé par un secteur portant des chiffres ou des repères en Braille. Nous connaissons déjà un impédancemètre et un générateur B.F. transformé pour cet usage.

L'oscilloscope est le seul appareil qui semble, pour le moment, présenter une difficulté d'adaptation. Toutefois nous avons lu (Electronics de février 1957) la description d'un petit détecteur, de la dimension d'un gros crayon, contenant une cellule au CdS, une source de lumière et un oscillateur transistorisé, capable de détecter des variations de luminosité et de les signaler par une variation de la fréquence émise.

Cet appareil très simple permet de repérer la position d'une aiguille sur un cadran ; il pourrait tout aussi bien, moyennant une adaptation mécanique permettre de relever une courbe sur un papier ou sur un écran d'oscilloscope.

Contrairement à ce que nous avons vu précédemment pour les appareils de lecture, ces adaptations d'appareils existants, ou la création d'appareils auxiliaires transformant, sous une forme perceptible pour un non-voyant, les indications d'appareils normaux, nous paraît assez simple et réalisable à des prix abordables pour un budget individuel.

Nous nous sommes longuement étendus sur le cas des aveugles, parce que c'est celui qui nous paraît le moins connu, peut-être aussi le plus difficile à assimiler pour des voyants et certainement celui qui présente le plus large champ de recherche à l'électronique.

Nous savons bien qu'avant toute étude et toute mise en fabrication se pose le prosaïque mais non négligeable problème de la rentabilité ; mais pour certains appareils, les sommes à investir ne doivent pas être élevées et, aux Etats-Unis par exemple, certaines études parmi les plus importantes ont été en partie financées par des organismes officiels.

4. Conclusion

Comme nous l'avons vu, nos sources sont presque exclusivement américaines, tout au moins en ce qui concerne l'aide aux aveugles.

En France, nous sommes malheureusement obligés de constater, vis-à-vis de cette catégorie d'handicapés physiques, une grande carence même dans la réalisation des perfectionnements les plus élémentaires et les moins coûteux des vieilles méthodes traditionnelles. Rares sont ceux qui, malgré d'autres préoccupations, veulent bien se pencher avec intérêt sur leur cas et aider les efforts qu'ils font pour prendre une part active à la vie de la société. Nous ne leur en sommes que plus reconnaissants.

Puissent ces lignes avoir retenu l'attention des chercheurs et de ceux qui peuvent les aider à financer leurs travaux.

Nous tenons à remercier Monsieur le Docteur LEGOUIX, professeur au Collège de France pour l'aide qu'il a bien voulu nous apporter et qui nous a permis de rédiger ce qui concerne la surdité.

BIBLIOGRAPHIE - SOMMAIRE

Journal of the Franklin Institute, mai 1949.
Electronics, juin 1949.
Electronic Engineering, janvier 1951.
Electronics, février 1957.
Proceedings of the IEEE, janvier 1966.

INFORMATIONS

Documentation technique

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Mars 1967	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	—	— 300,1	— 300,2	— 299,4	—	−0,8
2		— 300,1	—	— 300,0	+0,1	−0,7
3	—	— 300,2	—	— 300,3	+0,2	−0,8
4	—	— 300,2	— 300,2	— 299,8	+0,1	−0,8
5	—	— 300,3	— 299,0	— 299,6	+0,1	−0,8
6	—	— 300,2	— 299,9	— 299,1	+0,1	−0,8
7	—	— 300,2	— 300,3	— 300,1	+0,1	−0,8
8	— 299,9	— 300,2	— 300,6	— 299,8	0	−0,9
9	— 299,9	— 300,2	— 300,0	— 299,9	+0,2	−0,8
10	— 299,9	— 300,1	— 299,7	— 300,2	0	−0,8
11	— 299,9	— 300,1	— 300,3	— 299,7	0	−0,8
12	—	— 300,1	— 300,0	— 298,3	0	−0,8
13	—	— 300,0	— 300,5	— 297,7	+0,1	−0,7
14	— 299,3	—	—	— 300,1	+0,1	−0,7
15	— 299,5	— 299,9	—	— 299,2	+0,1	−0,7
16	— 300,0	— 299,9	—	— 300,0	+0,2	−0,7
17	— 299,8	— 299,9	—	— 300,0	+0,2	−0,7
18	— 300,2	— 299,9	— 299,8	— 300,0	+0,2	−0,7
19	— 300,0	— 299,9	— 300,0	— 300,3	+0,2	−0,7
20	— 300,7	— 299,9	—	—	+0,2	−0,7
21	— 300,7	— 299,9	— 300,0	— 300,7	+0,2	—
22	— 300,9	— 299,9	— 300,0	— 300,8	+0,2	−0,6
23	— 300,0	— 299,9	— 300,0	— 299,7	+0,2	−0,6
24	— 299,1	— 299,9	— 300,0	— 299,4	+0,2	—
25	— 299,6	— 299,9	— 300,0	— 299,7	+0,2	−0,8
26	—	— 299,9	— 300,0	— 299,5	+0,2	−0,8
27	— 299,3	— 299,9	— 300,0	— 299,3	+0,1	−0,8
28	— 299,3	— 299,8	— 300,0	— 299,1	+0,1	−0,9
29	— 299,3	— 299,8	— 300,1	— 299,2	+0,1	−0,9
30	— 298,9	—	— 299,9	— 299,0	+0,1	−0,9
31	— 298,9			— 299,3	0	−0,8

— Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

— Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs_2 du Département « Fréquences » du C.N.E.T.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

PUBLICATIONS R.T.C.

La Radiotechnique vient de publier dans sa série « Application des Semiconducteurs » son 27e cahier consacré aux transistors MOS et à leurs applications.

Une autre brochure intitulée « Affichages numériques - Comptages industriels » traite de la commande par transistors des tubes afficheurs sur compteur décimal et autres applications des tubes indicateurs numériques pour affichage.

On peut se procurer gratuitement ces brochures en les demandant au bureau de documentation de la Radiotechnique-COPRIM-R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, Paris-11e.

PUBLICATIONS COMPÉLEC

Compélec vient de publier :

d'une part une brochure technique sur les diodes tunnel, leurs paramètres et quelques exemples de leur domaine d'utilisation ;

d'autre part un important manuel de caractéristiques des transistors pnp et npn, diodes, zeners et accessoires pour transistors ; il est complété par des schémas d'application.

Le premier document est remis gratuitement, le prix du second est de 25 F. S'adresser à Compélec, 18, rue d'Enghien, Paris-10e.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

LES SOLVANTS « FREON »

Un système de télévision en circuit fermé a permis aux visiteurs du Salon international des Composants électroniques, de voir les solvants Du Pont « Fréon » en pleine action. La caméra de télévision était équipée d'un objectif spécial à fort grossissement et les vues, projetées sur petit écran, ont montré la faible tension superficielle de ces solvants fluorocarbonés ; cette propriété permet aux solvants de pénétrer dans les moindres pores et fissures pour en chasser les plus petites particules de polluants.

Il existe de nombreux types de solvants « Freon », destinés aux usages les plus divers ; leur action dissolvante

en fait des produits tout indiqués pour débarrasser les pièces, éléments et ensembles de toute trace d'huile, de graisse ou autres corps étrangers, sans que les métaux, les plastiques, les élastomères, les peintures, les vernis et les revêtements de fils et câbles dont ils sont constitués en soient le moins du monde affectés.

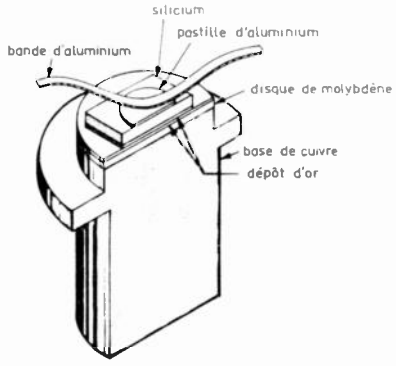
Grâce à la compatibilité des solvants « Freon » avec ces matériaux, aussi nombreux que divers, il est possible de nettoyer les équipements mécaniques et électroniques sans avoir à les démonter au préalable et à les remonter ensuite, opérations qui entraînent toujours d'importantes dépenses de main-d'œuvre.

Les démonstrations faites au stand Du Pont étaient axées sur cette propriété particulière des solvants « Freon », ainsi que sur la facilité avec laquelle ils peuvent être récupérés, ce qui permet de les réutiliser à maintes reprises dans le matériel de nettoyage aux ultrasons et de dégraissage à la vapeur.

NOUVEAUX VARACTEURS A HAUTE SURETÉ DE FONCTIONNEMENT POUR PUISSANCES ÉLEVÉES

Grâce à de nouvelles techniques d'assemblage développées par Sylvania, la sûreté de fonctionnement et la durée de vie des varacteurs de haute puissance viennent d'être améliorées.

Dans ce nouveau procédé, après avoir appliqué par métallisation une pastille d'aluminium sur le silicium, un ruban d'aluminium est alors soudé sur cette pastille par compression thermique. La face inférieure du silicium est alors recouverte d'or, rendant ainsi possible un lien à haute température or contre or. Un disque de molybdène situé entre le dépôt d'or et la base de cuivre agit comme un atténuateur de chocs thermiques, permettant d'utiliser les méthodes d'assemblage à haute température.



Avec la nouvelle construction, il est possible d'utiliser des procédés très actifs de nettoyage à l'intérieur même de l'élément avant le traitement thermique et l'opération de scellement. De plus, toutes les unités sont soumises à une température de 300 °C éliminant toute humidité et particules contaminantes volatiles. Enfin, les éléments sont placés dans un boîtier et scellés sous atmosphère sèche et contrôlée accusant moins de 20 parties par million de vapeur d'eau.

STROBOSCOPES AU XENON

Trois nouveaux stroboscopes au xénon faits par Lunartron Electronics Ltd., Chester Works, Chester Avenue, Luton, Bedfordshire, résistent aux chocs et mesurent les vitesses avec une grande précision. Le modèle industriel est fait pour les cas où les chocs mécaniques sont inévitables. On dispose d'un grand nombre de fréquences qui sont indiquées sur un tambour-lecteur placé derrière une fenêtre à la partie supérieure de l'appareil. Entièrement transistorisé, le stroboscope a une marche régulière et ses circuits sont stabilisés pour remédier aux variations de tension du réseau. Un tachymètre stroboscopique de haute précision convient à la fois pour la mesure des vitesses et l'observation des machines à mouvement alternatif ou rotatif ; un modèle est destiné à l'enseignement, mais il peut servir également aux applications industrielles.

UN NOUVEL APPAREIL ÉTAT SOLIDE POUR LE RÈGLAGE DES TEMPÉRATURES

Une firme britannique vient de lancer un des plus petits appareils de réglage des températures qui se fasse pour la commande proportionnelle, par état solide, des puissances jusqu'à un kilowatt.

Logé dans un étui de 127 mm de longueur, l'appareil comprend des circuits transistorisés, y compris des thyristors pour la commande proportionnelle de la puissance qui peut atteindre 1 kW sous 240 V alternatif, et un cadran étalonné sur 270 degrés pour déterminer la température voulue. On peut contrôler des puissances plus élevées en ajoutant, extérieurement à l'appareil, des batteries de thyristors.

L'appareil utilise une méthode nouvelle dans laquelle le circuit de sortie du thyristor est branché et débranché pendant des demi-périodes entières, le contrôle proportionnel s'obtenant en faisant varier le rapport des périodes de branchement et de débranchement. On supprime ainsi l'inconvénient d'avoir à actionner les thyristors pendant les demi-périodes.

Comme le commutateur du thyristor est toujours commandé à la tension zéro, il n'y a pas d'interférences et par conséquent pas d'inter-action entre circuits, ce qui supprime la nécessité du filtrage.

Pour plus amples renseignements, s'adresser à KPE Controls Ltd., Progress Road, Leigt-on-Sea, Essex.

PRÉSENTATION DU NOUVEAU TUBE-IMAGE C.F.T.

Née il y a près de 15 ans, la TV couleur reste encore tributaire d'un tube-image dont le coût et le rendement, relativement satisfaisants au départ, sont maintenant autant de freins à son expansion, d'autant plus qu'il impose l'utilisation de circuits à tubes électroniques.

Il était donc vital pour l'avenir de la TV couleur que le tube-image et ses circuits associés s'intégrent dans le cadre des techniques électroniques actuelles en bénéficiant des progrès réalisés.

C'est pourquoi la C.F.T. a étudié et développé, à partir d'une conception entièrement différente, un tube-image plus simple, plus facile à réaliser, plus lumineux et permettant l'emploi des transistors, du fait de sa moindre consommation d'énergie.

Ainsi naît en ce moment, grâce à des efforts français, une technologie nouvelle de récepteurs TV couleur, applicable à tous les systèmes et qui va permettre de passer — dans un avenir maintenant prévisible — au premier stade vraiment industriel de la TV couleur dans le monde.

Ce nouveau tube a été présenté à la Presse technique à la fin du mois de mars, nous en parlerons longuement dans les prochains numéros de l'*Onde Electrique*.

ENREGISTREMENT INCRÉMENTIEL DES DONNÉES NUMÉRIQUES AVEC DES APPAREILS A RUBAN MAGNÉTIQUE

Une nouvelle série d'enregistreurs à ruban magnétique construits par The Europa Engineering Co. Ltd., 12A, Golden Square, Londres W.I. a son ruban qui s'arrête avant l'arrivée de chaque indication, ce qui permet d'enregistrer directement les données numériques à des vitesses différentes et aussitôt qu'elles sont obtenues.

Appelés enregistreurs incrémentiels, ces appareils conviennent particulièrement à l'enregistrement des données provenant des bancs d'essai de machines, d'expériences de laboratoire, de traitements industriels, d'appareils médicaux et des systèmes de commande. Ils peuvent s'incorporer aux installations de transmission de données ou servir à obtenir des rubans en provenance du clavier des machines de bureau, ces rubans étant destinés à une analyse ultérieure avec un calculateur.

Comme matériel auxiliaire de calculateur, les enregistreurs peuvent remplacer les machines à ruban perforé ; ils

lisent et écrivent à partir d'une commande centrale, fonctionnent avec une vitesse beaucoup plus grande et réduisent le temps nécessaire à la préparation des rubans de papier.

Le premier modèle mis sur le marché utilise neuf pistes sur ruban de largeur standard, soit 1.27 cm. Huit pistes servent pour les données ; la neuvième, de référence de temps et de contrôle.

Les renseignements numériques sont enregistrés, caractère par caractère, lorsqu'ils arrivent à l'appareil. La densité d'enregistrement est de 200 bits par pouce anglais et la vitesse d'enregistrement, de 300 stops par seconde. Le début et la fin d'un bloc d'informations complet peuvent être indiqués sur la piste de temps.

L'enregistreur portatif est monté sur un tableau standard de 0.48 m de longueur, de 0.38 m de hauteur et de 0.34 m de profondeur ; ce tableau peut s'enlever de l'armoire qui contient l'appareil et se monter séparément. Le poids total de l'enregistreur est de 31.750 kg.

APPAREIL D'ENSEIGNEMENT DE LA THERMOÉLECTRICITÉ

L'utilisation des phénomènes thermoélectriques pour la production d'énergie électrique à partir de chaleur a été utilisée depuis longtemps (mesure des températures par thermocouples). Puis se sont développées des applications visant à mettre en mouvement de la chaleur en utilisant les phénomènes thermoélectriques. Pratiquement, ces applications ont suivi le développement des semiconducteurs.

L'appareil d'enseignement de la thermoélectricité présenté est destiné avant tout aux établissements d'enseignement.

L'idée poursuivie a consistée à grouper dans un même châssis les appareils et alimentation nécessaires à la mise en évidence des phénomènes suivants :
effet Peltier, effet Seebeck, effet Thomson.

Les principales manipulations possibles sont les suivantes :

— tracé des caractéristiques T_1 (I) (effet Peltier d'un dispositif thermoélectrique) ;
— tracé des caractéristiques T_1 (W) (effet Peltier) ;
— détermination du coefficient de performance ;
— fonctionnement en chauffage ;
— fonctionnement en convertisseur direct d'énergie (chaleur-électricité (effet Seebeck).

LA PILE A COMBUSTIBLE SIEMENS POUR COURS ET TRAVAUX PRATIQUES

La Maison Siemens a développé une pile de démonstration à combustible pour cours et travaux pratiques qui permet, entre autres, d'actionner un petit moteur électrique. Cette pile à hydrazine et oxygène dans laquelle l'énergie chimique est transformée directement en énergie électrique, offre de nombreuses possibilités d'expériences.

La pile, conçue pour répondre aux besoins de l'enseignement et des travaux pratiques, est réalisée simplement à l'aide d'électrodes interchangeables et des autres éléments constituants la pile. Du côté combustible, on a utilisé une électrode à grille et à limite active diphasée et du côté oxygène, une électrode poreuse en charbon à limite active triphasée, réalisée selon le principe de l'électrode mis au point par la Maison Siemens. L'hydrazine combustible est mélangée à l'électrolyte et circule à travers la pile. L'oxygène est amené sur la cathode à une pression de 0,4 atm. Lorsqu'elle n'est pas connectée à un consommateur de courant, la tension de la pile est de 1.05 V ; elle tombe à environ 0.8 V pour une consommation de 10 A. Le courant maximal débité se situe entre 30 et 40 ampères.

Une notice donne des renseignements détaillés sur la constitution de la pile et les expériences qui peuvent être faites avec le modèle de démonstration, telles que l'enregistrement de la tension en fonction du courant, de la courbe de puissance ainsi que la détermination du rendement de Faraday.

Communiqués

GRANDES ÉCOLES

ADMISSION A L'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DU NORD (I.S.E.N.) ET A L'INSTITUT SUPÉRIEUR D'ÉLECTRONIQUE DE PARIS (I.S.E.P.)

Les épreuves pour d'admission dans le 1er cycle d'études de ces Ecoles auront lieu les 28 et 29 juin, pour la 2e année (niveau Math. Sup. ou MP) et les 3 et 4 juillet, pour la 1re année. (bacheliers Math. Elem. ou Math. Technique).

Pour tous renseignements, s'adresser :

Secrétariat de l'I.S.E.P., 21, rue d'Assas, 75-Paris-6e. Tél. 548.24.87 ;

Secrétariat de l'I.S.E.N., 3, rue François-Baës, 59-Lille. Tél. 57.23.77, 57.65.88.

ÉCOLE POUR INGÉNIEURS NUCLÉAIRES A KIEL

Un cours d'une année (deux semestres) pour la formation d'ingénieurs en énergie nucléaire s'ouvrira le 18 septembre prochain à la Staatliche Ingenieurschule de Kiel. Ouvert aux ingénieurs de différentes spécialités, et nationalités, ce cours sera sanctionné par un examen et un diplôme d'Etat.

Parmi les spécialisations qui peuvent être choisies figurent : la technique des isotopes, la technique des réacteurs, la protection contre les radiations et la radiochimie.

L'Ecole dispose d'un réacteur et d'un générateur de neutrons.

Pour tous renseignements s'adresser au Sekretariat der staatlichen Ingenieurschule Kiel, abt. Kerntechnik, 23 kiel, Logienstrasse 35, Allemagne.

JOURNÉES SPATIALES DE BORDEAUX 7 au 9 juin 1967

Rappelons que les Journées d'Etudes Spatiales de Bordeaux, organisées avec le concours du CNES et dont nous avons entretenu nos lecteurs dans *L'Onde Electrique* de novembre 1966, auront lieu les 7, 8 et 9 juin 1967.

Elles comporteront seize conférences sur des sujets d'actualité spatiale ; aux visites prévues pour le 9 juin, il y a lieu d'ajouter celles du Centre d'Achèvement et d'Essais des Propulseurs et des Engins (CAEPE) et de la Société d'Etudes et de Réalisations d'Engins Balistiques (S.E.R.E.B.).

Pour les inscriptions, s'adresser au Centre de Perfectionnement Technique, 80, route de Saint-Cloud - 92-Rueil-Malmaison. Tél. 967.77.95 - Poste 006.

EXPOSITIONS ET CONGRÈS

EXPOSITION DES DISTRIBUTEURS DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE Chicago 16-21 juin 67

Cette exposition se tiendra dans le cadre de la Semaine Nationale de l'Electronique à l'Hôtel Conrad Hilton de Chicago (Illinois) du 16 au 21 juin 1967.

L'exposition est uniquement réservée aux professionnels avec entrée gratuite sur simple présentation d'un insigne que l'on peut se procurer en écrivant à l'avance à Mr. Kenneth Prince, General Manager, Electronic Industry Show, Suite 1702, 100 S. Wacker Drive, Chicago, Illinois 60606, qui fournira également tous renseignements complémentaires désirés.

8e CONGRÈS DES TRANSMISSIONS Paris, 19-21 mai 1967

Le 8e Congrès des Transmissions vas se tenir à Paris, les 19, 20 et 21 mai prochain. Placé sous les hauts patronnages des Ministères des Armées et des Anciens Combattants, il réunira les Anciens des Transmissions et les Transmetteurs Français et Alliés.

Les travaux se dérouleront à l'Ecole Militaire. Ils alterneront avec des cérémonies et repas officiels et un hommage au Soldat Inconnu. Ensuite, les Congressistes et leurs familles visiteront le Grand Trianon à Versailles, Compiègne et le Château de Pierrefonds.

Renseignements et demandes d'adhésion au Commandement des Transmissions de la 1re Région Militaire, Hôtel des Invalides, Paris-7e. Téléphone : INV. 66.70, poste 33.248.

PREMIER CONGRÈS MONDIAL DES INGÉNIEURS ET ARCHITECTES EN ISRAEL 20-27 juin 1967 - Jérusalem Tel Aviv

Le premier congrès mondial des Ingénieurs et Architectes aura lieu en Israël du 20 au 27 juin 1967, à Jérusalem et à Tel Aviv.

La participation française y est placée sous l'égide d'un Comité d'Honneur parmi lequel nous relevons le nom de M. Gérard Lehmann, Président de la Société des Ingénieurs Civils de France, ancien président de la S.F.E.R..

Les travaux de ce Congrès ont pour but d'examiner les problèmes techniques, architecturaux et économiques de base qui se posent aux pays en voie de développement, dans le cadre d'une coopération internationale ; les réalisations d'Israël seront présentées comme une illustration particulière de ces problèmes.

Les solutions proposées par les participants seront débattues au sein des cinq groupes de travail prévus à cet effet :

A — Planification physique, urbanisme, transports.

B — Architecture, ménagement urbain, construction de bâtiments.

C — Problèmes de l'eau, développement agricole.

D — Développement industriel, méthodes et exemples d'industrialisation, en particulier dans les pays en voie de développement.

E — Technologie de la recherche dans l'espace appliquée aux procédés industriels.

Les excursions dans le cadre du Congrès sont principalement destinées à donner une base pour les discussions en groupes pendant les sessions. Les excursions facultatives ont surtout un intérêt touristique.

Nous nous permettons d'attirer plus précisément l'attention de nos lecteurs sur l'intérêt de ce Congrès pour les entreprises industrielles, les bureaux d'Architectes et les bureaux d'études qui seraient désireux, soit de participer à des travaux ou à la création d'activités nouvelles en Israël, soit de s'associer à des organismes israëliens pour intervenir conjointement dans les pays en voie de développement. Ces derniers seront largement représentés à ce Congrès où ils auront l'occasion d'exposer leurs besoins spécifiques.

Renseignements et inscriptions : Chambre de Commerce France/Israël, 34, rue du Faubourg Saint-Honoré, Paris-8e. Téléphone : 265.84.17.

1er CONGRÈS FRANÇAIS D'ÉLECTRONIQUE MÉDICALE ET DE GÉNIE BIOLOGIQUE Tours - 3-8 juillet 1967

Organisé par l'Association nationale française d'Electronique médicale et biologique avec le concours de nombreuses sociétés scientifiques dont la S.F.E.R., le 1er Congrès Français d'Electronique Médicale et de Génie Biologique se tiendra à Tours du 3 au 8 juillet 1967, sous la présidence du Professeur FESSARD, membre de l'Académie des Sciences et de l'Académie de Médecine, Président désigné pour notre Société pour 1968.

Les sections de travail seront toutes présidées par des personnalités françaises, ce sont :

(1) Informatique Hospitalière,
(2) Informatique Médicale,
(3) Informatique - Instrumentation,
(4) Electronique et Informatique Médicale Aérospatiales,
(5) Télécommande et Télémesure médicales,
(6) Application des Lasers en Médecine et en Biologie,
(7) Cardiologie,
(8) Pneumologie,
(9) Anesthésiologie, Réanimation, Monitoring,
(10) Neurophysiopathologie et Psychiatrie,
(11) Automatisation des Dosages Biologiques et Immunologiques,
(12) Radiologie et Isotopes,
(13) Radio-Protection,
(14) Mesures et Enregistrement des Paramètres Biologiques.

Des Tables Rondes seront organisées sur des sujets très spécialisés.

En raison de l'intérêt exceptionnel de la région tourangelle, un programme touristique élaboré a été conçu pour les Congressistes ainsi que pour les personnes les accompagnant.

En outre, une exposition de matériel industriel et une exposition scientifique qui devraient réunir bon nombre des industriels intéressés, seront organisées pendant toute la durée du Congrès. Quelques places y sont encore disponibles.

Il est rappelé que les membres de la SFER ont déjà reçu une feuille d'information et que les bulletins d'inscriptoin au Congrès sont à adresser au plus tôt à M. le Docteur MARCHAL, Société ANFEMB, 12, rue Jacques-Bingen, 75-Paris-17e. Tél. 227.54.04.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR UTILISATION DES BALLONS POUR LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE Paris - 10-13 juillet 1967

Le CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES organise, à Paris, du 10 au 13 juillet 1967, un colloque sur l'utilisation des ballons pour la recherche scientifique.

Ce colloque placé sous la direction scientifique de M. A. LEBEAU, Directeur des Programmes et du Plan du CNES et de M. P. MOREL, Maître de Conférence à la Faculté des Sciences de Paris, Directeur scientifique du projet Eole, sera consacré d'une part à la technique des ballons et de leurs équipements, d'autre part aux résultats des recherches utilisant les ballons.

De nombreux spécialistes français et étrangers présenteront, au cours de ces journées d'études, un bilan d'ensemble de cette activité qui connaît en France un rapide développement.

Les séances se tiendront dans la salle de conférences du Centre National de la Recherche Scientifique, 15, quai Anatole-France, Paris-7e. Une traduction simultanée (français-anglais, anglais-français) sera assurée.

Les personnes désirant assister à cette manifestation doivent adresser leur demande d'inscription avant le 15 juin 1967.

Les participants ayant l'intention de présenter une communication devront se faire inscrire dans les meilleurs délais au CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES SPATIALES, Direction des Relations Extérieures, Relations Universitaires,, 129, rue de l'Université, Paris-7e. Tél. 468.49.39, postes 469/470.

Aucun droit d'inscription n'est exigé ; le nombre des places est limité.

VOYAGES D'AFFAIRES AUX U.S.A. PROGRAMME « BUSIVISIT »

Sous l'égide du Gouvernement et de l'Industrie des USA, un programme de l'Office du Tourisme des Etats-Unis est actuellement en cours de réalisation sous le nom de « BUSIVIT » (business visit - voyage d'affaires) pour faciliter les voyages d'études et de travail vers les USA.

Grâce à « BUSIVISIT », les hommes d'affaires se rendant en Amérique du Nord pourront établir des contacts de toutes sortes avec leurs collègues américains.

Plus de 1 600 associations commerciales des USA accueilleront les hommes d'affaires et les délégués des pays d'outre-atlantique à des centaines de congrès et à des douzaines d'expositions commerciales sélectionnées chaque année aux Etats-Unis.

Ce programme « BUSIVISIT » comprendra la promotion des *Congrès Internationaux* aux Etats-Unis. L'Office du Tourisme des Etats-Unis assurera, en étroite coopération avec l'Association internationale des Bureaux de Congrès, la coordination des informations et aidera les groupes intéressés à établir les contacts et les arrangements nécessaires.

Les USA sont devenus un carrefour, facilement accessible de tous les continents, et offrent des facilités pour les congrès et le séjour. De plus, les conditions climatiques permettent de satisfaire, tout au long de l'année, la réussite d'un congrès.

Pour toute information supplémentaire, écrire au « Service Congrès », de l'Office du Tourisme des Etats-Unis, 17, avenue Matignon, Paris-8e.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

CONVERSION MAGNÉTOAÉRODYNAMIQUE DE L'ÉNERGIE

On sait quel intérêt on attache dans le monde entier aux procédés de production d'énergie à haut rendement. Le procédé magnétoaérodynamique, particulièrement séduisant, est à l'étude en France dans les laboratoires de l'Electricité de France et des divers laboratoires travaillant sous l'égide de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

Un banc, unique en France par ses caractéristiques, vient d'être mis en fonctionnement au Centre de Recherches de Marcoussis de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ grâce à l'appui de la D.G.R.S.T. Il vient de produire une puissance de 6,5 KW avec des gaz chauds supersoniques, ce qui constitue en Europe une performance exceptionnelle et digne d'être signalée à nos lecteurs.

DEMI-JOURNÉE D'INFORMATION SUR LES APPLICATIONS MÉDICO-CHIRURGICALES DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Une présentation d'ensemble des applications de la télévision en couleur à l'enseignement de la médecine et de la chirurgie a eu lieu le 2 mars à la Clinique Stomatologique de l'Hôpital de la Salpêtrière. Placé sous la présidence de M. le Professeur DECHAUME, Membre de l'Académie de Médecine, elle réunissait de très nombreuses personnalités du Ministère de l'Education Nationale, de l'Assistance Publique et de la Faculté de Médecine de Paris.

Organisé par THOMSON TÉLÉ INDUSTRIE, filiale de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT, cette manifestation s'est déroulée dans le grand amphithéâtre de la Clinique, qui est équipé d'un projecteur de télévision en couleur sur grand écran. Les participants ont successivement assisté à l'examen de malades, à une opération de chirurgie faciale, à des examens radiologiques et à la préparation de prothèses dentaires.

Grâce au concours de l'O.R.T.F., une intervention chirurgicale se déroulant à l'Hôpital Beaujon a ensuite été présentée sur l'écran, d'abord en direct, puis en différé, au moyen d'un magnétoscope. Au cours de ces démonstrations, c'est le procédé séquentiel de trame qui a été utilisé, aussi bien pour la prise de vues que pour l'enregistrement des images et leur transmission par voie hertzienne.

En fin de matinée, une visite au Centre Technique de Gennevilliers de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT a permis aux participants d'assister à diverses démonstrations de caméras, d'analyseurs d'images fixes et de télécinémas THOMSON, faisant appel cette fois, au procédé simultané. Ils ont pu ainsi comparer les différents procédés de télévision en couleur actuellement utilisés dans le domaine médical, d'une part, dans celui de la télévision radiodiffusée, d'autre part.

Précisons pour nos lecteurs que, dans le *procédé séquentiel*, on décompose chaque image en trames correspondant aux trois couleurs fondamentales rouge, verte et bleue, qui sont analysées et transmises successivement. La synthèse additive de ces trois trames, qui restitue l'image originale, s'effectue au niveau de l'œil grâce à la persistance rétinienne. Ce système est l'un des plus simples et des plus sûrs pour obtenir des images de haute qualité, et c'est le mieux adapté à la télévision en circuit fermé par sa simplicité de mise en œuvre et d'exploitation. Dans les *procédés simultanés* utilisés pour la télévision radiodiffusée, on doit au contraire obtenir et transmettre simultanément les signaux correspondant aux trois couleurs fondamentales. Ces procédés, qui sont compatibles avec le procédé noir et blanc actuel, exigent l'emploi de caméras comportant trois ou quatre tubes de prises de vues et d'un système de codage tel que le NTSC, le SECAM ou le PAL.

LA TECHNIQUE DE LA PHOTO DE L'ESPACE AU SERVICE DE LA MÉDECINE

L'Institut JPL à Pasadena déclare que les expériences en cours, pour obtenir des radiographies aux contrastes plus précis, avec l'aide de la technique de la photo de l'espace et des ordinateurs, s'avèrent très encourageantes.

La technique des photographies spatiales est fondée sur les variations d'amplitude des télé-signaux, correspondant aux nuances grises ; les signaux sont numérotés de 0 (blanc) à 63 (noir). Les chiffres sont transmis à l'ordinateur,, dont la programmation correspond à l'étendue des contrastes. Par un procédé inverse et compliqué, se forme à l'aide d'une bande magnétique et d'un rayon électrique une image mieux détaillée.

Cette technique est actuellement expérimentée pour l'obtention de meilleures radiographies. Les spécialistes pensent que les radiographies habituelles des poumons ne révèlent qu'un dixième des contrastes. Le « Computer-Filter » va enlever certaines ombres, en accentuer d'autres, et rendre ainsi possible un diagnostic plus précis. Les dernières photographies publiées montrent en effet des détails microscopiques avec une précision surprenante.

PREMIER RADAR FRANCO-BRITANNIQUE POUR L'U.R.S.S.

Un radar secondaire construit en commun par la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT et MARCONI Ltd sera prochainement installé en UR.S.S. Il s'agit d'un radar « SECAR » pour le contrôle du trafic aérien civil, qui est parmi les plus perfectionnés et les plus efficaces existant à l'heure actuelle.

C'est à la suite de négociations entre le consortium formé par THOMSON et MARCONI, d'une part, et le Comité d'Etat soviétique pour la Science et la Technologie, d'autre part, que son installation à l'aéroport de Vnoukovo, près de Moscou, a été décidée. Les résultats des essais seront déterminants pour l'achat d'autres matériels de ce type par l'U.R.S.S.

Vnoukovo est l'un des deux aéroports principaux de Moscou, où se trouve situé le Centre de Contrôle du trafic aérien pour toute la région. Le « SECAR » sera installé provisoirement pour les essais et ultérieurement dans des édifices permanents si le matériel est adopté par l'U.R.S.S.

Le rôle du radar secondaire « SECAR » est d'identifier les avions et de déterminer leur altitude, de manière à compléter les informations fournies aux contrôleurs de la navigation par les radars primaires déjà utilisés. Ce système permet d'obtenir une image plus exacte du trafic, afin de remplir les conditions de sécurité et d'efficacité requises par le contrôle aérien. Ce radar sera soumis aux conditions climatiques extrêmes qui règnent à Moscou en été comme en hiver.

Rappelons que le radar secondaire « SECAR » a récemment adopté par EUROCONTROL pour l'équipement de ses centres de Bruxelles et Shannon, affectés au contrôle du trafic dans l'espace aérien supérieur au-dessus de l'Europe. Ce marché a fait l'objet d'un contrat dont le montant est de 80 millions de francs.

LE PLUS GRAND CENTRE COMMERCIAL DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION A ÉTÉ CRÉÉ PAR I.T.T.

L'INTERNATIONAL TELEPHONE & TELEGRAPH CORPORATION vient d'installer à Paramus (USA) le plus grand centre commercial mondial de traitement de l'information.

Ce centre géant est déjà relié à trois centres « satellites » situés à Garden City, Princeton et dans la ville basse de Manhattan par des lignes de transmission de données à grande vitesse. Ils sont dotés également d'équipements complets assurant leur fonctionnement autonome. Un quatrième centre « satellite » sera ouvert prochainement en plein centre de Manhattan.

Cet ensemble donne à l'ITT une place prépondérante dans les techniques modernes du traitement de l'information et de la transmission de données.

CARNET DES SOCIETES

CONTRAT DE LOCATION-GÉRANCE THOMSON-BRANDT - S.N.E.-R.I.

Un accord de location-gérance a été conclu entre la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT et la SOCIÉTÉ NOUVELLE D'ELECTRONIQUE ET DE LA RADIO-INDUSTRIE (SNE-RI).

A ce propos, il est utile de préciser que cette location-gérance ne porte que sur la partie des activités de la SNE-RI concernant les radars. Cette Société continuera, par ailleurs, à exercer, comme par le passé, ses autres activités dans le domaine de la visualisation et dans celui du traitement de l'information en particulier, appelées à un développement important.

ACCORD S.E.A.-B.A.S.E. POUR LA LICENCE DE FABRICATION DE MOTEURS ANTIDÉFLAGRANTS DE COMMANDE DE VANNES ET DE VÉRINS

La BADISCHE ANILIN UND SODA FABRICK (BASF) de Ludwigshafen/Rhein (Allemagne Fédérale) et la S.E.A. Société d'Electronique et d'Automatisme de Puteaux (France), viennent de signer un accord de licence aux termes duquel S.E.A. reçoit de BASF, licence exclusive pour la fabrication d'enveloppes antidéflagrantes d'un type original, pour abriter des moteurs imprimés SERVALCO appelés à fonctionner en atmosphère explosive, classe I, II, III.

L'une des principales applications de ce type de moteur SERVALCO antidéflagrant est la motorisation de vannes et vérins asservis, qu'utilise désormais l'Industrie Chimique ou Pétrochimique lorsqu'elle fait appel à un calculateur chargé du contrôle d'un processus ou à une « Commande programmée ».

Une très importante firme allemande dans le domaine « Vannes et Vérins », la Gulde Regel Armaturen KG de Ludwigshafen, se trouve directement liée à cet accord de licence, elle a inscrit, en effet, à son catalogue une série de vannes et de vérins antidéflagrants à commande électrique utilisant des moteurs imprimés SERVALCO conformes aux brevets de S.E.A. et BASF.

ÉLECTRONIQUE MÉDICALE LE GROUPE THOMSON BRANDT ABSORBE TELCO

La Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT vient de prendre le contrôle de la Société TELCO

Fondé depuis plus de 10 ans, TELCO s'était spécialisée dans l'étude et la fabrication d'appareils de surveillance cardiaque per et post-opératoire Elle a acquis, par son expérience et la qualité de son matériel, une place de premier plan dans ce domaine et réalise une fraction importante de son chiffre d'affaires à l'exportation.

Le Groupe des Activités Médicales de THOMSON-BRANDT comportait déjà, outre son important département radiologique (CGR, Chenaille, De Man, Koch et Sterzel), un département d'électronique médicale, avec la Société THOMSON MEDICAL Celle-ci avait créé et développé des matériels de stimulation, de réanimation et de surveillance.

En rapprochant leur production, THOMSON MEDICAL et TELCO présentent un catalogue très étendu couvrant une gamme complète de matériels et de composant adaptés au diagnostic, à la surveillance et à la réanimation.

L'industrie française dispose maintenant d'un ensemble scientifique et industriel puissant et dynamique, capable de satisfaire parfaitement les besoins du Corps Médical, de promouvoir l'expansion et le progrès de l'électronique médicale et d'améliorer encore les positions déjà conquises sur les marchés extérieurs.

A PROPOS DE CENTRAD...

A la suite du trafic de stupéfiant découvert récemment à l'aéroport d'Orly et dont la nouvelle a été diffusée par la Presse, la Radio et la Télévision, les Ets CENTRAD nous prient de préciser :

— Qu'aucun membre de leur personnel, tant de leur usine d'Annecy, que de leur bureau de Paris, à quelque échelon que ce soit, ne se trouve impliqué dans cette affaire ;

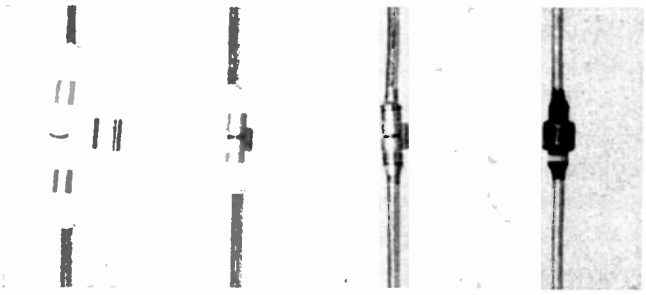
— Que les appareils dont il a été question (oscilloscopes 276 A) leur ont été commandés et payés normalement et qu'ils ont été livrés par leur bureau de Paris en parfait état de fonctionnement.

Dont acte.

DIODES THYRISTORS, DE PUISSANCE ÉLEVÉE

Unitrode Corporation (Watertown, Mass. U.S.A.) nous communique une information sur un thyristor diode d'un diamètre de 2.16 mm et d'une longueur de 6,35 mm prévu pour une gamme de tensions d'amorçage de 40 à 400 V. Ce dispositif fournit un courant continu de 1,5 A et une surintensité de pointe de 15 A pendant 8,3 ms De plus, ce thyristor peut supporter de très courtes surintensités allant jusqu'à 500 A.

Fabriqué par UNITRODE selon une méthode originale décrite ci-après, les éléments cylindriques de métal réfractaire sont soudés par métallurgie sur la face entière des deux côtés du cristal de silicium. Ensuite une feuille de verre est refondue pour combler tous les vides.



Il en résulte une structure monolithique hermétiquement close, lorsque les connexions ont été brasées.

Cette fabrication assure la stabilité des paramètres, avec une grande fiabilité et une dissipation maximale de l'échauffement.

Toutes les pièces sont garanties comme offrant les caractéristiques spécifiées dans les tolérances indiquées après 2 000 h de vie, ce test est complètement vérifié à l'usage. Sous la dénomination de « séries UF », ces thyristors diodes sont offerts dans une gamme de prix dépendant des tensions, des tolérances et des quantités demandées, généralement dans un délai de deux semaines. (En France : SPETELEC, Paris).

une autre nouveauté.....

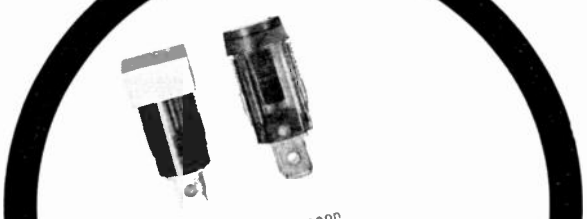
FS . 36
Porte fusible sélecteur de tension
de 110 à 240 V.
pour fusibles 5 x 20 mm

russenberger
34, rue de Paradis - PARIS 10e - 770-58-54 +

décrit page 69 du catalogue n° 366

9 LARM

une autre nouveauté.....



L. 55
Voyant lumineux neon
nouvelle conception
fixation instantanée,
économique !

russenberger
34, rue de Paradis - PARIS 10e - 770-58-54 +

décrit page 53 du catalogue n° 366

9 LARM

moteurs électriques

Pub. Gead

Polico

résoudra n'importe lequel de vos problèmes de MOTEURS ÉLECTRIQUES :
- de quelques watts à 10 kilowatts
- mono, di, triphasé de 25 à 400 Hz
- de 333 à 24.000 t/m.

Moteurs : asynchrones synchronisés
asynchrones (à réluctance)
synchrones à hystérésis
spéciaux pour magnétophones (pilotes et glissants)
Groupes changeurs de fréquence
Synchros (transmetteur et récepteur)

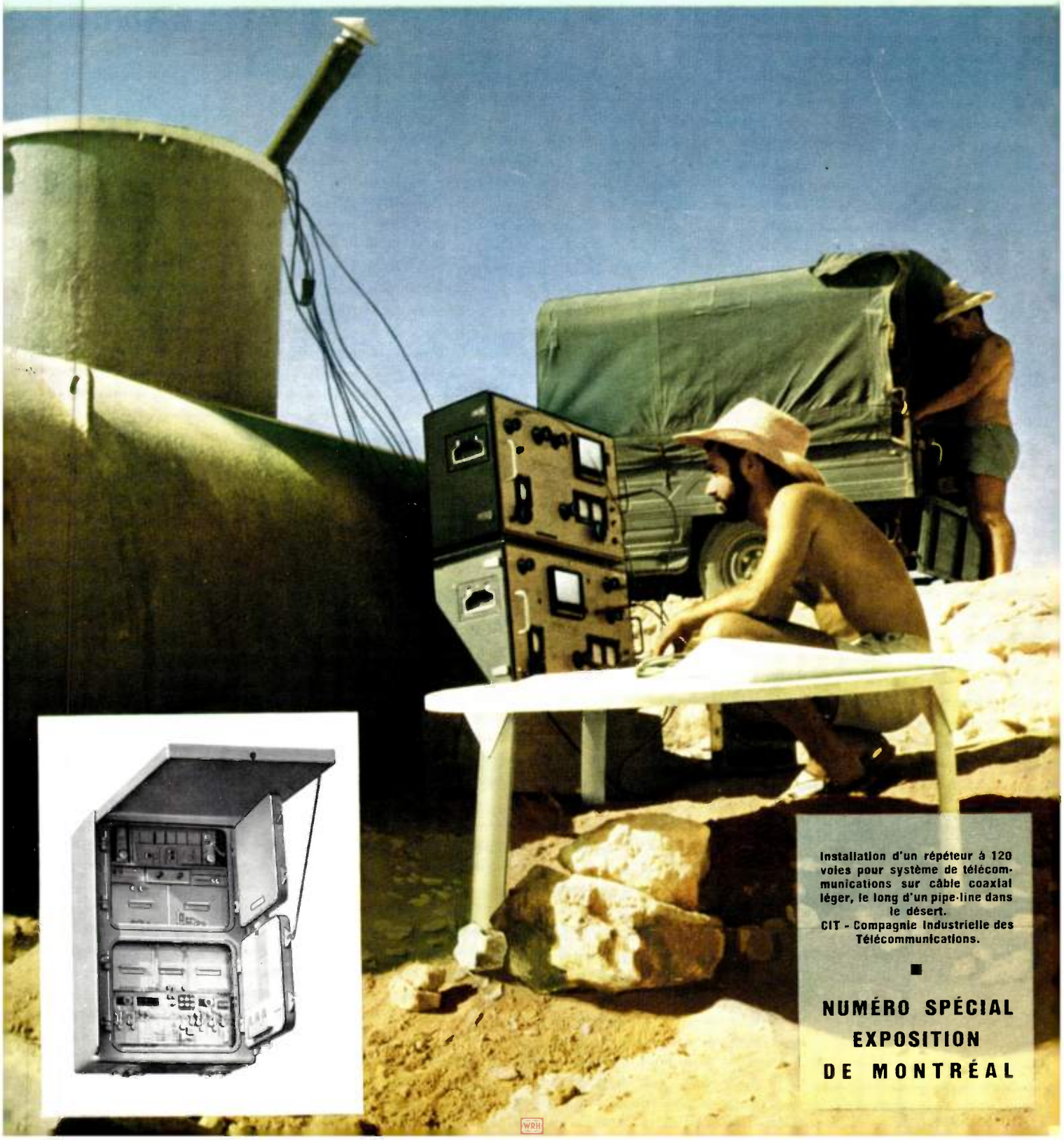
24, RUE DES MARAICHERS - PARIS XXe - DID. 55-60 +

47e ANNÉE - N° 483
JUIN 1967
PRIX : 12 F

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
JUL 13 1967

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

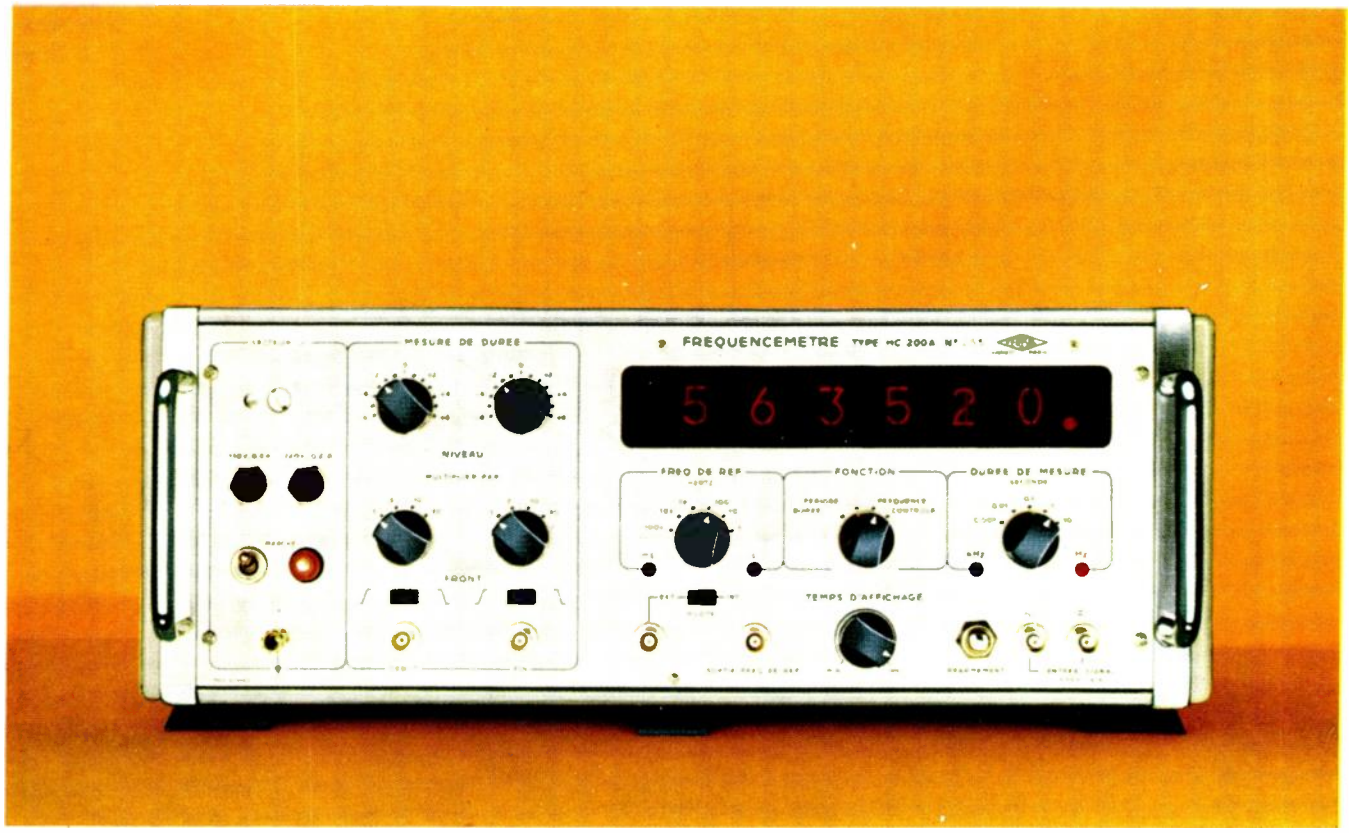


Installation d'un répéteur à 120 voies pour système de télécommunications sur câble coaxial léger, le long d'un pipe-line dans le désert.
CIT - Compagnie Industrielle des Télécommunications.

■

NUMÉRO SPÉCIAL EXPOSITION DE MONTRÉAL

le plus précis dans sa catégorie...



nouveau FREQUENCEMETRE FERISOL
COMPTEUR *automatique* Type HC200A

- **2** MHz
- **6** chiffres affichés

Mesure des fréquences

0 à 2 MHz en continu
10 Hz à 2 MHz en alternatif
Sensibilité : 200 mV
Durées de mesure : 0,001s — 0,01s
0,1s — 1s — 10s

Mesure des périodes

de 10µs à 10^6 secondes
Fréquences étalons comptées :
1 Hz — 10 Hz — 100 Hz
— 1 kHz — 10 kHz — 100 kHz
Lecture : en sec. ou millisec.

Mesure des durées

Intervalle de mesure 10µs à 10^6 sec.
Commandes séparées de début et fin de mesure.
Niveau de déclenchement : — 100 V à + 100 V (réglages gros et fin).

Durée d'affichage : 0,2 s à 4 sec. ou infini avec déclenchement manuel.

Stabilité du pilote : 1.10^{-6} par heure
1.10^{-5} par jour

Positionnement automatique de la virgule et indication de l'unité de mesure de fréquence ou de temps.

Alimentation : de 40 Hz à 400 Hz

Fonctions annexes : compteur totalisateur, standard de fréquences, quotientmètre, etc...

DOCUMENTATION ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE - INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 5.250.000 F
18, Avenue Paul Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 923-08-00 +
Télex : 25.705
Adresse télégraphique :
Féritrappes - France
Délégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél. 42-11-88

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach, 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir ci-après montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

La CIT a réalisé une liaison à 120 voies le long du pipe-line Hassi-Messaoud/Arzew qui traverse les régions désertiques du Sud Algérien.
Le système CAL 120, décrit page 805, est particulièrement adapté à la desserte de vastes espaces à faible densité de population.
Notre photographie montre une des cuves enterrées où sont installés les répéteurs téléalimentés et télésurveillés et à régulation automatique de température.

CIT
Cie Industrielle des Télécommunications
33, rue Emériau - Paris XVe

47e année — **JUIN 1967** — 12 F

No 483

Numéro spécial : Exposition de Montréal

Éditorial J.J. MATRAS 723

L'électronique nucléaire au C.E.A. Réalisations et perspectives.
M. DOIREAU 724

Le microscope électronique à 1,5 million de volts du Laboratoire d'Optique Electronique du CNRS Toulouse.
G. DUPOUY et F. PERRIER 731

Quelques recherches du laboratoire de magnétisme et de physique du solide du CNRS à Bellevue.
Ch. GUILLAUD, M. RODOT, R. VAUTIER. 740

Contribution à l'étude de nouveaux dispositifs à ferrite en hyperfréquence.
B. CHIRON 743

Les réalisations du Centre National d'Etudes des Télécommunications en commutation électronique.
P. MARZIN 749

L'ORTF à l'exposition universelle de Montréal 1967.
J. VIÉNOT 761

Un studio moderne pour la télévision en noir et blanc.
R. CAHEN et J.L. GRUMEL 765

Recherches et réalisations françaises dans le domaine du laser.
G. ERNEST 771

Les satellites du programme Diamant.
M. BIGNIER 778

Equipements de télémesure des satellites européens ESRO 1, HEOS A, TD 1 et TD 2.
W. KOREICHO, J.L. LAVOISARD 786

Le réseau téléphonique national de la République Fédérale Mexicaine.
R. SCHRAMBACH 797

Liaison à 120+120 voies téléphoniques le long d'un pipe-line saharien.
C. CHALHOUB, R. MIGEON, S. TALMASKY 805

Les matériels extensibles, leurs applications aux télécommunications.
A. TARASSOFF, J. DUCAMUS, C. RIBEYRE 815

La commande centralisée du métro de Montréal.
Ch. MAGNIEN 824

Commande numérique directe de nombreux organes d'action par un calculateur central.
C.-J. VERNHES 830

Contrôle commande du réacteur Essor du CEN d'Ispra.
C. di GIACOMO 837

Le réseau radar australien.
J. MERLIER, J.-J. THÉVENIN 843

Dispositif de traitement de l'information donnant les performances optimales d'un radar Doppler.
J.-M. COLIN 855

Détection et défense basse altitude.
Y. FOUCHÉ, H. Le TACON, J. VILLEPELET 860

Salons des Composants Electroniques 868

Informations : Documentation technique et communiqués 899

Correspondance 904

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications.

Commissaires aux Comptes

MM. J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à l'O.R.T.F.
R. WAHL, Directeur à la Société Intertechnique.

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur à la C.G.E.I. Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W.
Cl. DUCOT, Directeur Technique Adjoint aux LEP
Ch. DUFOUR, Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

M. BOUIX, Professeur à la Faculté des Sciences de Rouen.
P. CHIQUET, Directeur de la Division Equipements au Sol du C.N.E.S.
J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications. Ingénieur à la C.F.T.H.
J. CSECH, Directeur du Groupement Automatisme de la CITEC.
B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
M. DOIREAU, Chef du Département d'Electronique Générale au C.E.N. - Saclay.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.F.R.S.

M. BERNARD, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
J.-P. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny.
D. COULMY, Ingénieur en Chef des Télécommunications d'Armement.
J. DELVAUX, Ingénieur en chef à la C.F.T.H.-H.B.
G. HANSEN, Directeur du Centre Technique UER - Bruxelles.
B. KARAFAKIOGLU, Professeur Université Technique d'Istambul.
J. LE MEZEC, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
A. SORBA, Attaché de Direction à l'E.S.E.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	
2	Etudes scientifiques générales	M. M. BERNARD	M. J.P. NOBLANC
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. J. DELVAUX	M. I. AFANASSIEFF
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. D. COULMY	M. A. VIOLET
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. M. JEULIN
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ÉLECTRONIQUE A ÉLÉMENTS FONCTIONNELS ★ ÉLECTRONIQUE RAPIDE ★ CONTROLE ET COMMANDE DES RÉACTEURS ★ ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE

L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE AU C.E.A. : RÉALISATIONS ET PERSPECTIVES, par M. DOIREAU. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 724 à 730).

L'expérience acquise au C.E.A. a permis le développement industriel d'un ensemble de matériels électroniques standards qui permettent de satisfaire les besoins courants des Centres de Recherche Nucléaire :

- *— électronique à éléments fonctionnels interchangeables Renatran,*
- *— électronique rapide,*
- *— électronique de contrôle et de commande des réacteurs.*

Parmi les autres réalisations, sont cités le développement des détecteurs nucléaires, les ensembles d'analyse multiparamétrique, l'utilisation de calculateurs en connexion directe pour des ensembles expérimentaux ou pour le traitement centralisé des mesures. Le C.E.A. a participé enfin au développement d'appareils de mesure non spécifiquement nucléaires, tels les oscilloscopes et les générateurs d'impulsions.

MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE ★ ÉTUDE DES MÉTAUX ET DES ALLIAGES ★ AUGMENTATION DU CONTRASTE

LE MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE 1,5 MILLION DE VOLTS, par G. DUPOUY et F. FERRIER. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 731 à 739).

Le microscope électronique construit au Laboratoire d'Optique Électronique du Centre National de la Recherche Scientifique à Toulouse, fonctionne quotidiennement sous des tensions de 1 000 à 1 200 kV. Dans ces conditions, le pouvoir de pénétration est notablement accru ; de plus, l'aberration chromatique diminue de façon spectaculaire quand l'énergie des électrons augmente. Le présent article donne une description détaillée de l'instrument et fait le point des résultats qu'il a permis d'obtenir dans divers domaines, notamment l'étude des métaux et des alliages, ainsi que l'observation d'échantillons métalliques progressivement amincis par bombardement ionique.

Les auteurs décrivent, en outre, une méthode qui permet d'accroître considérablement le contraste des images d'objets amorphes en microscopie électronique.

MAGNÉTISME ★ SEMICONDUCTEURS ★ LABORATOIRE DE RECHERCHES

QUELQUES RECHERCHES DU LABORATOIRE DE MAGNÉTISME ET DE PHYSIQUE DU SOLIDE DU C.N.R.S., A BELLEVUE, par Ch. GUILLAUD, M. RODOT, R. VAUTIER. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 740 à 742).

L'activité du L.M.P.S. est illustrée dans le domaine du magnétisme et dans celui des semiconducteurs par quelques exemples précis d'études de matériaux dont l'utilisation industrielle a pu intervenir rapidement grâce à une collaboration étroite entre le laboratoire de recherche fondamentale et les sociétés industrielles intéressées.

RÉSEAUX TEMPORELS INTÉGRÉS ★ COMMUTATION TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE

LES RÉALISATIONS DU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS EN COMMUTATION TÉLÉPHONIQUE ÉLECTRONIQUE, par P. MARZIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 749 à 760).

L'auteur après avoir décrit le Centre Téléphonique Électronique mis en service expérimental par l'Administration française des Postes et Télécommunications à Lannion, examine l'intérêt des réseaux temporels intégrés de télécommunication.

Puis il esquisse brièvement les perspectives d'avenir de la commutation électronique en France.

EFFETS GYROMAGNÉTIQUES ★ FERRITES HYPERFRÉQUENCES ★ DISPOSITIFS NOUVEAUX UTILISANT DES FERRITES

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE NOUVEAUX DISPOSITIFS A FERRITE EN HYPERFRÉQUENCES, par B. CHIRON. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 743 à 748).

Depuis quelques années, les applications des ferrites en hyperfréquences se sont considérablement développées. Les dispositifs décrits montrent qu'un progrès important a été accompli dans certaines utilisations, aux longueurs d'ondes métriques et décimétriques, aux très basses températures et aux forts niveaux de puissance. On décrit le principe de fonctionnement et les performances obtenues pour les appareils suivants : circulateurs refroidis, déphaseurs réciproques VHF, isolateurs à très faible perte d'insertion, limiteurs de haute puissance exploitant les phénomènes non linéaires dans les ferrites.

TÉLÉVISION COULEURS SECAM ★ STUDIO DE TÉLÉVISION EN COULEURS

L'O.R.T.F. A L'EXPOSITION UNIVERSELLE DE MONTRÉAL 1967, par J. VIÉNOT. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 761 à 764).

La présentation de l'O.R.T.F. à l'Exposition Universelle de Montréal 1967 est centrée sur la démonstration du procédé français de télévision en couleurs SECAM.

Cette démonstration est effectuée en « vraie grandeur » à l'aide d'un ensemble technique complet, studio à trois caméras, télécinémas, analyseurs d'images fixes et magnétoscope. Au total, une équipe de 60 personnes anime cette démonstration, onze heures par jour.

Un petit musée littéraire avec diffusion d'archives sonores complète cet effort de l'O.R.T.F., effort déjà assuré, après une quinzaine de jours d'exploitation d'un succès fort appréciable.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS

ELECTRONIC MICROSCOPE ★ METAL AND ALLOY STUDY ★ CONTRAST INCREASING

THE 1.5 MILLION VOLT ELECTRONIC MICROSCOPE, by G. DUPOUY and F. FERRIER. L'Onde Electrique JUN 1967 (pp. 731 to 739).

The electronic microscope constructed at Toulouse in the Laboratoire d'Optique Electronique du Centre National de la Recherche Scientifique, operates daily with voltages of 1,000 to 1,200 kV. Under these conditions the penetrating power is notably increased and in addition chromatic aberration decreases in a striking manner when the energy of the electrons is increased. This account gives a detailed description of the instrument and summarises the results which it has made it possible to obtain in various fields, notably the study of metals and of alloys as well as the observation of metallic samples progressively reduced in trickness by ionic bombardment.

In addition, the writers describe a method for increasing considerably the contrast of amorphous objects in the use of the electronic microscope.

BASIC PLUG-IN FUNCTION UNITS ★ FAST ELECTRONICS ★ CONTROL OF NUCLEAR REACTORS ★ NUCLEAR ELECTRONICS

NUCLEAR ELECTRONICS AT THE C.E.A. : ACHIEVEMENTS AND PROSPECTS, by M. DOIREAU. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 724 to 730).

The experience acquired at the C E.A. has made possible the industrial development of standard electronic equipment which meets the general requirements of nuclear research centres:

— Renatran basic plug-in function units;
— fast electronics;
— electronic equipment for the control of nuclear reactors.

Among other achievements, are mentioned the development of nuclear detectors, multi-dimentional analysers, the use of on-line computers in connection with nuclear experiments or for centralized treatment of measurements.

Besides the C.E.A. has taken part in the development of non specific nuclear measuring instruments such as C.R.T. oscilloscopes and pulse generators.

TELECOMMUNICATION NETWORKS ★ ELECTRONIC SWITCHING

THE DESIGNS OF THE CENTRE NATIONAL D'ETUDES DES TELECOMMUNICATIONS IN ELECTRONIC TELEPHONE SWITCHING by P. MARZIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 749 to 760).

After a description of the electronic telephone exchange brought into experimental service by the French P. & T. administration at Lannion, the writer examines the value of certain networks in telecommunications.

Then he provides a brief account of the future prospects which face electronic switching in France.

MAGNETISM ★ SEMI-CONDUCTORS ★ FUNDAMENTAL RESEARCH LABORATORY

SOME RESEARCHES OF LABORATOIRE DE MAGNETISME ET DE PHYSIQUE DU SOLIDE DU C.N.R.S. AT BELLEVUE, by Ch. GUILLAUD, M. RODOT, R. VAUTIER. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 740 to 742).

The activity of the L.M.P.S. is illustrated in the fields of magnetism and semi-conductors by some precise examples of materials whose industrial utilization has rapidly come about thanks to a close collaboration between the laboratory of fundamental research and the industrial companies interested.

SECAM COLOUR TELEVISION ★ COLOUR TELEVISION STUDIOS

THE O.R.T.F. AT EXPO. 67 IN MONTREAL, by J. VIENOT. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 761 to 764).

The presentation of O.R.T.F. at Expo. 67 in Montreal is focussed upon a demonstration of the French technique SECAM for colour television. This demonstration is produced life-size, using a complete technical assembly of a 3-camera studio and telecine. A total crew of 60 people produce this demonstration for 11 hours each day.

A small literary museum with a projection of sound archival material rounds out this OR.T.F. effort which already, after a fortnight of demonstration, is showing itself to be a substantial success.

GYROMAGNETIC EFFECTS ★ MICROWAVE FERRITES ★ NEW DEVICES USING FERRITES

CONTRIBUTION TO STUDY OF NEW FERRITE DEVICES IN MICROWAVES, by B. CHIRON. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 743 to 748).

Since many years, applications in microwave ferrites have been considerably developed. The devices which are described show that an important improvement has been accomplished in certain uses to the metrical and decimetrical wavelengths, to the very low temperatures, and to the high power levels. It is described the acting principle and the performances obtained for the following devices : cryogenic circulators, reciprocal VHF phase shifter, isolators with very low insertion loss, high power limiters improving the non-linear phenomena in ferrites.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

STUDIO DE TÉLÉVISION ★ ÉQUIPEMENTS VIDÉO TRANSISTORISÉS

UN STUDIO MODERNE POUR LA TV EN NOIR ET BLANC, par R. CAHEN et J.L. GRUMEL. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 765 à 770).

On décrit la réalisation d'un important studio de télévision en noir et blanc. Équipé des matériels les plus récents, il allie les meilleures performances à une grande simplicité d'exploitation. Les caméras sont à tube image Orthicon de 4"1/2. L'ensemble des équipements video et audio est entièrement transistorisé. L'éclairage du studio, très complet, permet de larges possibilités d'utilisation du plateau.

LA RECHERCHE LASER EN FRANCE ★ LASERS DE GRANDE BRILLANCE ★ LASERS MOLÉCULAIRES ★ APPLICATIONS TÉLÉMÉTRIE, PLASMAS, HOLOGRAPHIE, GYROMÈTRES ★ LISTE LABORATOIRES LASER FRANÇAIS

RECHERCHES ET RÉALISATIONS FRANÇAISES DANS LE DOMAINE DU LASER, par J. ERNEST. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 771 à 777).

L'article décrit l'état actuel des recherches fondamentales et appliquées et du développement industriel atteint par les laboratoires français dans le domaine du laser. Il ne prétend pas à décrire, même de façon simplifiée, les principes de fonctionnement du laser, supposés connus, ni à développer les questions de physique fondamentales posées par le laser et les phénomènes qu'il permet de mettre en évidence.

L'accent est mis sur les grands axes de la recherche française, à savoir : les lasers solides de très grande brillance, les lasers moléculaires puissants et les lasers à gaz (hélium-néon, argon ionisé) servant d'outils dans les applications découlant de leur très grande cohérence (holographie, métrologie, gyrométrie laser).

L'article est complété par un tableau valant pour l'année 1966-1967 des activités des principaux laboratoires français engagés dans ce domaine. Seule une bibliographie de base est donnée.

SATELLITES ★ INDUSTRIE SPATIALE FRANÇAISE ★ MISSION GÉODÉSIQUE

LES SATELLITES DU PROGRAMME DIAMANT, par M. BIGNIER. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 778 à 785).

Le Centre National d'Études Spatiales (CNES) mène à bien, parallèlement à ses autres travaux, un programme de conception et de réalisation intégralement nationales : le programme Diamant. Une première phase, qui comportait la mise sur orbite des satellites de la série D-1 (D-1 A ou Diapason, D-1 C ou Diadème I, D-1 D ou Diadème II) s'est achevée en février 1967. Destinée avant tout à éprouver le lanceur, les matériels embarqués et les réseaux de stations de trajectographie, de télémesure et de télécommande, cette première phase a montré que l'industrie spatiale française a effectivement atteint le niveau de qualité requis ; elle a également permis de réaliser des expériences avec Diapason et d'assurer une mission géodésique avec les Diadème.

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE ★ SATELLITES EUROPÉENS

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE DES SATELLITES EUROPÉENS ESRO I, HEOS A, TD1 et TD2, par W. KOREICHO et J.L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 786 à 796).

L'article donne une description sommaire des télémesures à la lumière des exigences qui ont présidé à leur élaboration.

Il fournit par ailleurs, les caractéristiques essentielles des équipements, ainsi que quelques données relatives à leur fonctionnement, technologie et fiabilité.

Il décrit enfin l'un des moyens mis en œuvre pour le contrôle des systèmes réalisés.

RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE ★ CENTRES TÉLÉPHONIQUES ★ LIAISONS INTER-URBAINES ★ AUTOCOMMUTATEURS

LE RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE NATIONAL DE LA RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE MEXICAINE, par R. SCHRAMBACH. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 797 à 804).

Après un exposé sommaire de l'état actuel du réseau téléphonique de la République Fédérale Mexicaine, l'auteur explique comment celui-ci sera développé et automatisé sur le plan national.

Il décrit ensuite l'exploitation des centres téléphoniques, ainsi que celle des liaisons interautomatiques interurbaines après cette modernisation.

Pour terminer, il donne un aperçu de l'équipement des autocommutateurs « Pentaconta » utilisés pour l'extension du réseau ainsi que du système de taxation des communications.

LIAISON TÉLÉPHONIQUE 120+120 VOIES ★ SYSTÈME n+n ★ TÉLÉALIMENTATION TÉLÉLOCALISATION DES DÉFAUTS ★ ÉQUIPEMENTS TRANSFERT ET DÉRIVATION ★ SÉCURITÉ ET MAINTENANCE

LIAISON A 120+120 VOIES TÉLÉPHONIQUES LE LONG D'UN PIPE-LINE SAHARIEN, par C. CHALHOUB, R. MIGEON et S. TALMASKY. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 805 à 814).

On décrit une liaison téléphonique de 120 voies le long d'un pipe-line saharien, d'une longueur totale de 827 km, basée sur le principe des systèmes n+n couramment utilisés pour les liaisons sous-marines et dont sont exposés brièvement les principes.

Accompagnée d'un canal omnibus de 12 voies, cette liaison permet de nombreuses dérivations locales donnant une grande souplesse d'exploitation On donne une description de la téléalimentation, de la télélocalisation des défauts, de la régulation et des équipements de transfert et de dérivation, de même que des dispositifs de sécurité et de maintenance.

L'attention est attirée sur la possibilité d'utilisation de câbles coaxiaux légers enterrés, sur l'absence de sources d'énergie en dehors des agglomérations et sur une maintenance très réduite

TÉLÉCOMMUNICATIONS ★ MATÉRIELS EXTENSIBLES ★ MODULATION EN AMPLITUDE ★ BANDE LATÉRALE UNIQUE

LES MATÉRIELS EXTENSIBLES : LEURS APPLICATIONS AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS, par A. TARASSOFF, J. DUCAMUS et C. RIBEYRE. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 815 à 823).

Le système 7 TR 001 a été conçu pour mettre à la disposition des exploitants, des voies téléphoniques de haute qualité, dans des conditions d'économie optimales. A cet effet, ce système s'écarte des procédés habituels utilisés dans les systèmes à courants porteurs ; il est, en effet, basé sur la modulation d'amplitude, à bande latérale unique et porteur transmis

La suppression d'une bande latérale à l'émission se fait en combinant la modulation d'un premier porteur par le signal vocal et celle d'un deuxième porteur de même fréquence, mais en quadrature, par un signal en quadrature avec le signal vocal. La distorsion non linéaire à la réception est atténuée par une détection quadratique.

Après avoir justifié cette solution, les auteurs indiquent les possibilités techniques du système et montrent la souplesse d'exploitation que procure l'indépendance de ces voies

Pour terminer, quelques liaisons, parmi les plus caractéristiques que peut assurer ce système, sont décrites.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

TELEPHONE NETWORK ★ TELEPHONE EXCHANGES ★ INTER-CITY CONNECTIONS ★ AUTOMATIC SWITCHING EQUIPMENT

THE NATIONAL TELEPHONE NETWORK OF THE MEXICAN FEDERAL REPUBLIC, by R. SCHRAMBACH. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 797 to 804).

After a brief account of the present form of the telephone network in the Mexican Federal Republic, the writer explains how this system will be developed and made automatic on a national scale.

He then describes the use of telephone exchanges as well as those of inter-city connections after that modernisation.

Finally he provides an account of the Pentaconta automatic switching equipment used for the extension of network as well as for the call charging system.

A TELEPHONE CIRCUIT OF 120+120 CHANNELS ★ THE n+n SYSTEM ★ REMOTE POWER SUPPLY AND REMOTE FAULT LOCATION ★ TRANSFER AND DERIVATION EQUIPMENTS ★ SAFETY AND MAINTENANCE

A TELEPHONE CONNECTION OF 120+120 CHANNELS RUNNING THE LENGTH OF A PIPE-LINE IN THE SAHARA, by C. CHALHOUB, R. MIGEON and S. TALMASKY. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 805 to 814).

A description is given of a telephone route of 120 channels running along a pipe-line in the Sahara having a total length of 827 kms based on the principle of n + n systems currently used for under-sea connections, the principles being briefly explained

Associated with a universal channel of 12 routes, this system allows for numerous local side connections, making possible extremely flexible use. A description is given of the remote supply and the remote localisation of faults, control installations and the transfer and derivation equipments, as well as the protective arrangements and the provision for maintenance.

Attention is drawn to the possibility of using light underground coaxial cables and also to the absence of power supply sources except at points of concentration and to a substantially reduced maintenance effort.

TELECOMMUNICATION ★ STACKABLE EQUIPMENT ★ AMPLITUDE MODULATION ★ SINGLE SIDE-BAND

STACKABLE EQUIPMENT : ITS APPLICATION IN TELECOMMUNICATION, by A. TARASSOFF, J. DUCAMUS and C. RIBEYRE. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 815 to 823).

The 7 TR 001 system has been developed to provide high quality telephonic circuits in circumstances of maximum economy. To this end the arrangement is different from the customary systems using carrier currents. It is based on amplitude modulation with a single side-band and the carrier transmitted.

The suppression of one side-band from the transmission is arranged by combining the modulation of a first carrier by the audio signal and that of a second carrier of the same frequency but in quadrature, by a signal in quadrature with the audio signal. Non linear distortion on reception is lessened by quadratic detection. After explaining the virtues of this solution, the writers indicate the technical possibilities of the system and show the flexibility of exploitation which is available.

In conclusion there is an account of various circuits and among them the special device which can be contrived with this system.

TELEVISION STUDIO ★ TRANSISTORISED VIDEO EQUIPMENT

A MODERN STUDIO FOR BLACK AND WHITE TELEVISION, by R. CAHEN and J.L. GRUMEL. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 765 to 770).

An account is given of the design of a large television studio for black and withe. Provided with the most modern equipment, it combines high performance with great simplicity of operation. The cameras are 4 1/2-inch image orthicon. The entire video and audio equipment is transistorised. The lighting of the studio, which is very complete, allows very wide possibilities in the use of the studio floor.

STATE-OF-THE-ART IN FRANCE ★ HIGH BRIGHTNESS LASERS ★ MOLECULAR LASERS ★ APPLICATIONS TELEMETRY, PLASMA, HOLOGRAPHY, GYROS ★ FRENCH LASER LABORATORY LIST

A DESCRIPTION OF THE FRENCH EFFORT IN THE FIELD OF LASERS AND APPLICATIONS by J. ERNEST. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 771 to 777).

This article is a description of the present state-of-the-art of research and development attained by the french laboratories engaged in the laser field. It is not the author's intention to describe the supposedly known basic principles of the laser nor to go into a discussion of the physics pertaining to laser-operation and related phenomena.

The main R and D orientations of the french effort are emphasized i.e.: solid-state high brightness lasers, molecular lasers of high c.w. power, and gas lasers (helium-neon, ionized argon) as tools for applications utilizing their high degree of coherence (holography, metrology, laser-gyros).

The article is completed by a list of laser activities of the main french organizations engaged in the field in 1966-1967. A brief basic bibliography is presented.

SATELLITES ★ FRENCH SPACE INDUSTRY ★ GEODESIC MISSION

SATELLITES IN THE DIAMOND PROGRAMME, by M. BIGNIER. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 778 to 785).

The Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) is concerned with, in addition to its other work, a programme for the national design and construction of the Diamond project. A first phase, which includes the putting into orbit of satellites in the D-1 series (D-1 A or Diapason, D-1 C or Diadem I, D-1 D or Diadem II) was completed in February 1967. Designed above all to prove the firing mechanism, the equipment aboard, and the network of tracking stations of telemetry and of remote control, this first phase has shown that the French space industry has reached the necessary level of performance. It has also made it possible to design experiments with Diapason and to arrange a geodesic mission with Diadem.

TELEMETRY EQUIPMENT ★ EUROPEAN SATELLITES

TELEMETRY EQUIPMENT IN THE EUROPEAN SATELLITES ESRO I, HEOS A, TD1 and TD2, by W. KOREICHO and J.L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 786 to 796).

The paper gives a brief description of telemetry arrangements in the light of the demands which brought them into being.

It describes also the basic characteristics of the equipment as well as various information relating to their operation, technology and reliability. It describes finally one of the arrangements made for the control of the system as designed.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

MÉTRO DE MONTRÉAL ★ COMMANDE AUTOMATIQUE CENTRALISÉE ★ MACHINES A PROGRAMMER ★ TÉLÉCOMMANDE ET TÉLÉCONTROLE

LA COMMANDE CENTRALISÉE DU MÉTRO DE MONTRÉAL, par Ch. MAGNIEN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 824 à 829).

Le métro de Montréal est le premier au monde à comporter un poste de commande centralisé permettant de diriger et de contrôler la totalité du trafic. La commande centralisée met à portée immédiate des responsables tous les moyens rapides d'information, de télécontrôle et de télécommande nécessaires au bon déroulement de l'exploitation des trois lignes de ce métro. Des machines programmes à bande perforée commandent l'établissement de l'itinéraire de départ ou de manœuvre, l'allumage des tableaux de départ, la fermeture ou l'ouverture des portillons d'accès aux quais et donnent enfin l'ordre de départ. L'étude et la réalisation de cet ensemble sont dues à la Compagnie Générale d'Automatisme.

STATION RADAR ★ CONTROLE AÉRIEN CIVIL ★ ANTENNE DOUBLE FAISCEAU

ENSEMBLE RADAR DE CONTROLE DE LA CIRCULATION AÉRIENNE LE RÉSEAU RADAR AUSTRALIEN, par J. MERLIER et J.J. THÉVENIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 845 à 854).

L'accroissement du trafic aérien mondial au cours des dernières années a conduit à repenser l'organisation des Centres de Contrôle Aérien et à en modifier l'infrastructure.

Pour résoudre ce problème, le Département de l'Aviation Civile Australienne a mis en place un important réseau Radar assurant la surveillance continue des voies aériennes sur près de 2 000 km. Chaque station du Réseau peut effectuer simultanément la Surveillance à grande distance et le Contrôle d'un aérodrome voisin par exploitation des informations Radar soit en télévision, soit sur Indicateur Panoramique conventionnel. L'antenne utilisée est du type à double faisceau.

L'étude et la fourniture des matériels ont été assurées par la « C.S.F. - Compagnie générale de télégraphie Sans Fil ».

CALCULATEUR CENTRAL

COMMANDE NUMÉRIQUE DIRECTE DE NOMBREUX ORGANES D'ACTION PAR UN CALCULATEUR CENTRAL, par C.J. VERNHES. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 830 à 836).

L'exemple qui est traité met en œuvre un calculateur central pour commander l'essai d'échauffement cinétique permettant de simuler les conditions de vol d'avions supersoniques de grandes dimensions.

Deux mille mesures, principalement à niveau faible (températures, contraintes, déplacements) sont collectées et mises en mémoire. Certaines d'entre elles servent à la surveillance de l'installation, alors que d'autres sont utilisées pour la commande numérique directe par le calculateur de cent cinquante voies de chauffage, suivant un programme imposé.

Etant donné la nature de l'essai qui met en œuvre une cellule d'avion très coûteuse, une attention particulière est apportée au problème de la fiabilité et de la sécurité de fonctionnement.

RADAR DOPPLER A IMPULSIONS ★ SURVEILLANCE AU SOL ★ TRAITEMENT DE L'INFORMATION ★ OPTIMISATION PAR TECHNIQUES NUMÉRIQUES

DISPOSITIF DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION DONNANT LES PERFORMANCES OPTIMALES D'UN RADAR DOPPLER, par J.M. COLIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 855 à 859).

Les procédés de filtrage habituellement utilisés dans les radars Döppler à impulsions sont loin d'être optimaux. Par rapport à la technique ancienne du MTI (« Moving Target Indicator »), le procédé employé dans les radars de surveillance du sol étudiés et réalisés au LCT, représentait déjà une avance considérable.

Mais un autre procédé de filtrage, proposé par l'Ingénieur en Chef du Génie Maritime Albagli, qui se heurtait, à l'origine, à des difficultés technologiques, est devenu utilisable grâce à l'emploi des techniques numériques.

Ce procédé permet d'obtenir les performances maximales des radars Döppler, ce qui en pratique se traduit par des améliorations importantes (en puissances de 10) de la sensibilité ou de la vitesse d'information de ces radars.

RÉACTEUR NUCLÉAIRE ★ MESURES ★ SÉCURITÉ ★ AUTOMATISMES ★ TRAITEMENT D'INFORMATION

CONTROLE COMMANDE DU RÉACTEUR « ESSOR » DU C.E.N. D'ISPRA par C. di GIACOMO. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 837 à 844).

Après une brève description, l'auteur définit les principes généraux du contrôle commande du réacteur.

L'auteur indique la conception des principaux ensembles du contrôle-commande et en particulier, celle des circuits de sécurité et du traitement d'information.

Une description de l'aménagement de la salle de commande principale et des salles de commande auxiliaires permet de faire apparaître les moyens de conduite dont disposent les opérateurs.

DÉTECTION BASSE ALTITUDE

DÉTECTION ET DÉFENSE BASSE ALTITUDE, par Y. FOUCHÉ, H. Le TACON, J. VILLEPELET. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 860 à 867).

Une tactique efficace pour un avion assaillant consiste à se rapprocher à très basse altitude de l'objectif à attaquer, de manière à rester indétectable le plus longtemps possible.

Pour être efficace vis-à-vis de ce type d'attaque, un système d'armes de défense doit avoir un temps de réaction très court. C'est en partant de cet objectif que CFTH-HB, aidée de l'Officine Galileo, a réalisé le système de conduite de tir pour artillerie légère Eidorado

Après une description de ce système, on rappelle les principes de l'élimination d'écho fixe par effet Doppler, et on justifie les différents choix opérationnels et techniques qui ont permis de développer le radar de surveillance Pulse Doppler « Mirador ». On termine enfin en indiquant les nouvelles directions d'études.

WRH

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

RADAR STATION ★ CIVIL AIR TRAFFIC CONTROL ★ DOUBLE BEAM ANTENNA

AIR TRAFFIC CONTROL RADAR SYSTEM THE AUSTRALIAN RADAR NETWORK by J. MERLIER and J.J. THÉVENIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 845 to 854).

The growth of the world Air Traffic during these last few years has led to a reappraisal of the organisation of Air Control Centers and to modifications of their ground organisation.

In order to solve this problem the Australian Department of Civil Aviation has implemented an important radar network assuming the continuous surveillance of airways over a 2 000 km distance. Each station can ensure simultaneously long range surveillance as well as control of a close Airport by Radar information processing, either in television mode, or on a standard panoramic Indicator. The aerial employed is of the double-beam type.

C.S.F., Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil was responsible for the development and supply of such equipment.

MONTREAL UNDERGROUND ★ CENTRALISED AUTOMATIC CONTROL ★ PROGRAMMING DEVICES ★ REMOTE CONTROL AND REMOTE MONITORING

THE CENTRALISED CONTROL OF THE MONTREAL UNDERGROUND, by Ch. MAGNIEN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 824 to 829).

The Montreal underground is the first in the world to include a centralised control position from which the whole of the traffic can be directed and controlled. The centralised control position provides for the controllers all the mechanisms of rapid data, remote monitoring and remote control necessary for the smooth running and use of the three lines of this underground system. Machines using perforated tape control the setting-up of the route, the departure or the direction, the lighting up of the departure indicators, the opening or closing of the doors to the station platforms, and finally give the departure instruction. The development and manufacture of this equipment has been the responsibility of the Compagnie Générale d'Automatisme.

DOPPLER PULSE RADAR ★ GROUND LEVEL OPERATION ★ DATA TREATMENT ★ OPTIMISATION BY NUMERICAL TECHNIQUES

DATA TREATMENT EQUIPMENT GIVING OPTIMUM PERFORMANCE IN DOPPLER RADARS, by J. M. COLIN. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 855 to 859).

The filtering arrangements commonly used in Doppler pulse radar are far from being optimal. By comparison with the earlier MTI (« Moving Target Indicator ») the process used in the ground radar systems developed and manufactured by LCT, already represent a considerable advance.

But another filtering process, proposed by the Ingénieur en Chef du Génie Maritime Albagli, which suffered in the beginning from technological difficulties, has become useable following the use of numerical techniques

This process makes it possible to obtain maximum performance from Doppler radars which, in practice, results in important improvements (to the power of 10) in the sensitivity of the data speed of these equipments

CENTRAL COMPUTER

DIRECT NUMERICAL CONTROL OF NUMEROUS OPERATIONAL DEVICES BY A CENTRAL COMPUTER, by C.J. VERNHES. L'Onde Electrique, JUN 1967, (pp. 830 to 836).

The example dealt with concerns a central computer for controlling the test of kinetic heating which makes it possible to simulate flying conditions in supersonic aircraft of considerable size.

Two thousand measurements, principally of small size (temperatures, pressures and displacements) are collected and stored in the memory. Some of them are used for the monitoring of the installation while others are used for the direct numerical control by the computer of 150 heating circuits, according to a prescribed programme.

Given the nature of the test which is concerned with a very expensive aircraft specimen, particular attention is paid to the problem of reliability and safety of operation.

LOW ALTITUDE DETECTION

LOW ALTITUDE DETECTION AND DEFENCE, by Y. FOUCHE, H. Le TACON, J. VILLEPELET. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 860 to 867).

A useful technique for an attacking aircraft consists of approaching its target at very low altitudes in such a way as to remain undetectable for the longest possible time.

To be effective against this type of attack a system of defensive armament must have a very short reaction time. Starting from this objective CFTH-HB helped by the Officine Galileo, has developed the Eldorado system of fire control for light artillery

Following a description of this system, an account is given of the principles for the elimination of fixed echo by Doppler effect, and an explanation is given for the various choices of techniques and operations which have led to the development of the « Mirador » pulse radar. The account ends with an indication of new methods of study.

NUCLEAR REACTOR ★ INSTRUMENTATION ★ SAFETY ★ AUTOMATION ★ DATA LOGGING SYSTEM

CONTROL SYSTEM OF THE « ESSOR » REACTOR IN THE ISPRA N.R.C., by C. di GIACOMO. L'Onde Electrique, JUN 1967 (pp. 837 to 844).

Following a short reactor description, the writer defines the general principles of reactor control system.

The writer explains the design of main reactor control assemblies and in particular the reactor safety system and data logging system.

A description of the main control room and auxiliaries control rooms layout show off the operators control facilities.

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

10, avenue Pierre-Larousse — 92 - MALAKOFF (FRANCE) - Tél. 253-04-16

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, fondée en 1922, a pour but :

— de contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;
— d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Dans ce but, la S.F.E.R. :

— organise des réunions générales et des visites techniques,
— a créé 12 sections d'études, spécialisées dans les différents domaines de son activité, qui tiennent des demi-journées d'études et des séances de fin de journées,
— s'est décentralisée en fondant des groupes régionaux : Bourgogne-Franche-Comté, Bretagne, Est, Grenoble, Lyon, Marseille, Nord et Toulouse-Midi-Pyrénées,
— organise ou patronne des congrès, des colloques scientifiques internationaux,
— publie une revue mensuelle : l'ONDE ELECTRIQUE,
— édite un annuaire dans lequel on trouve les statuts de la Société et la liste de ses membres,
— a fondé le Prix de la S.F.E.R. Henri ABRAHAM.

MONTANT DES COTISATIONS

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers résidant en France, âgés de moins de 25 ans en cours d'études	20 F
Particuliers résidant à l'étranger, 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers résidant à l'étranger, âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, 20 F + 5 F pour frais postaux.	25 F
Sociétés ou Collectivités	200 F, 500 F ou 1 000 F au gré de la société ou collectivité

Règlement à effectuer :
— par chèque bancaire à l'ordre de la S.F.E.R.,
— ou de préférence au C.C.P. Paris 697-38.

ADMISSION

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :
1° - adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société ;
2° - être agréé par le Bureau de la Société.

Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscription à certaines Sociétés, recommandation de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

DEMANDE D'ADMISSION

à faire parvenir à la S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse - 92-MALAKOFF
accompagnée du montant de la cotisation

Je soussigné (nom et prénoms) .....

né le ..... *à* ..... *de nationalité* .....

présenté par :

M. ..... *et M.* .....

adresse ..... *adresse* .....

.....

Signature ..... *Signature* .....

demande à devenir membre de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens à compter du 1er janvier 196.... (année en cours ou année prochaine).

Versement joint ..... *F* ....., *le* ..... 196.....

Signature .

Adresse personnelle (1) ..... *Tél.* .....

Titres et fonctions .....

Adresse professionnelle ..... *Tél.* .....

(1) Pour l'envoi de l'Onde Electrique et des convocations aux réunions.

Numéro spécial : Exposition de Montréal

Le Pavillon français à l'Exposition Universelle de Montréal

SOCIÉTÉ FRANÇAISE
DES
ÉLECTRONICIENS
ET DES
RADIOÉLECTRICIENS
10, AVENUE PIERRE LAROUSSE
MALAKOFF (SEINE)
TÉL. ALESIA 04 16

C.C.P. PARIS 697 38

Le Président

Paris le 26 Mai 1967.

Manifestations de prestige des Nations riches - à l'origine - évoluant rapidement vers des confrontations industrielles souvent âpres, les Expositions Internationales se sont laissées peu à peu gagner par cette tendance à l'apaisement qui les hausse en rendez-vous privilégiés, où se manifeste, par delà de compétitions qui restent vives, une recherche orientée vers des objectifs universels de bien-être et de culture.

Nulle ville n'était mieux placée que MONTRÉAL, cette industrieuse et pacifique Cité, pour organiser en 1967 ce rendez-vous. Nul lieu ne pouvait être plus cher au cœur des Français.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens se devait de manifester l'intérêt que prennent à l'importante Exposition de Montréal, les organismes publics et les Industries de notre Pays ; elle a donc décidé, en liaison avec les Groupements, de lui consacrer un numéro spécial de l'ONDE ÉLECTRIQUE.

Dans une série d'articles relatifs au matériel présenté à l'Exposition et à sa mise en œuvre, aux réalisations françaises à travers le monde, aux manifestations internationales qui ont permis de montrer à Paris en Avril 1967, le composant et les appareillages les plus élaborés, elle s'efforce d'offrir une vue générale des liens aussi multiples et variés qu'étroits, que nous avons tissés avec les Pays étrangers. Bien plus que le résultat positif d'une compétition favorable au développement de la Technique, nous voulons y voir un moyen permanent d'échange apte à aider au développement des relations pacifiques et culturelles.

Vous savez que le CANADA poursuit le même but : c'est pourquoi la S.F.E.R. est heureuse de dédier ce numéro spécial de l'ONDE ELECTRIQUE à tous ses amis canadiens, en souhaitant à l'EXPOSITION de MONTRÉAL, qu'ils ont si remarquablement organisée, la plus éclatante et la plus méritée des réussites.

J. Mathieu

L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE AU C.E.A. RÉALISATIONS ET PERSPECTIVES

PAR

M. DOIREAU

Chef du Département d'Electronique Générale
au Commissariat à l'Energie Atomique

1. Introduction

Le domaine de l'électronique nucléaire est extrêmement vaste et s'est développé de façon spectaculaire depuis 1945 en même temps que la physique nucléaire, les réacteurs de recherche et les centrales nucléaires, les applications des radioéléments, etc. Les exigences des expérimentateurs ou des utilisateurs ont conduit à des réalisations de haute qualité et de performances élevées qui ont nécessité des efforts soutenus et suscité l'intérêt des industriels, bien que l'importance des débouchés soit demeurée modeste vis-à-vis de l'ensemble des débouchés de l'électronique professionnelle [les prévisions de chiffres d'affaires pour 1967 pour l'instrumentation nucléaire sont en effet de 110 millions de francs pour la France [1] (500 millions de francs pour l'Europe [1], 800 millions de francs pour les Etats-Unis [2]) vis-à-vis des chiffres d'affaires de l'électronique professionnelle qui sont de l'ordre de 5 000 millions de francs pour la France (23 000 millions de francs pour l'Europe, 43 000 millions de francs pour les Etats-Unis].

En ce qui concerne les réalisations auxquelles s'est intéressé le C.E.A., deux types d'électroniques peuvent être distingués : l'un correspond à l'élaboration de systèmes complets basés sur l'utilisation d'éléments fonctionnels fabriqués en grande série, le second comprend les autres réalisations faites en un nombre limité d'exemplaires ou adaptées au cas particulier de chaque utilisateur.

2. Electronique normalisée au C.E.A.

L'expérience acquise au Commissariat à l'Energie Atomique a permis de définir un certain nombre de matériels qui constituent actuellement une étape permettant de satisfaire la plupart des besoins couramment exprimés, principalement dans trois domaines où l'importance des marchés a facilité une certaine standardisation :

— électronique d'usage courant à éléments fonctionnels interchangeables (système RENATRAN),

— électronique rapide,

— électronique de contrôle et de commande des réacteurs.

2.1. ELECTRONIQUE A ÉLÉMENTS FONCTIONNELS INTERCHANGEABLES (RENATRAN)

Dès 1950, le C.E.A. avait adopté le principe d'un système d'électronique nucléaire à base d'éléments fonctionnels interchangeables montés en tiroirs (fig. 1). Cette électronique à tubes comportant plus de quarante éléments a été décrite en détail dans diverses publications [3]. Depuis 1960, a été développé un nouveau système appelé RENATRAN pour l'électronique à transistors et qui est compatible avec les règles ESONE adoptées par Euratom. Ces règles fixent :

a) Les dimensions mécaniques qui doivent être respectées pour assurer l'interchangeabilité des appareils, qu'ils soient monoblocs ou en tiroirs. La largeur utile des châssis est de 443 mm, leur hauteur, multiple du module U = 44,45 mm. Les montages à tiroirs peuvent recevoir, dans l'encombrement d'un châssis, huit tiroirs « unité » de profondeur 308 mm. Des tiroirs simples, doubles, triples ou quadruples ont été prévus. Les tiroirs sont verrouillés par l'avant et possèdent à l'arrière un connecteur normalisé à 16 ou 24 contacts par lequel se font l'alimentation du tiroir et ses interconnexions avec les tiroirs voisins. Ce connecteur assure, en outre, le verrouillage du tiroir sur le châssis.

b) Les types de connecteurs et les câbles pour la distribution des tensions d'alimentation et des signaux. Les prises coaxiales standards sont du type BNC 50 Ω.

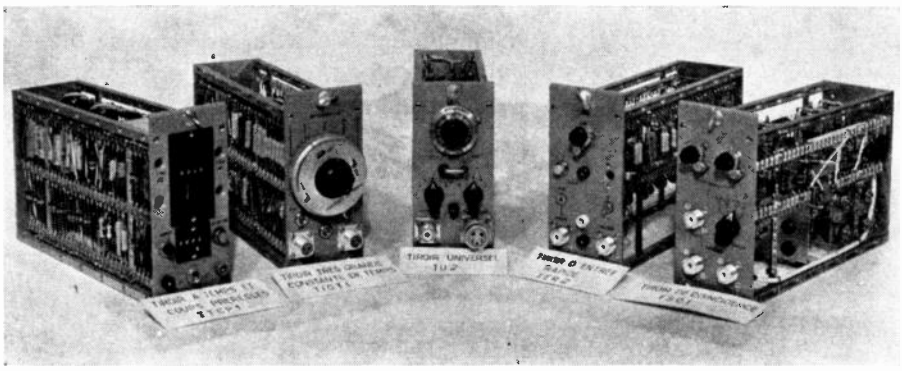


FIG. 1. — Eléments fonctionnels à tubes

c) L'amplitude des signaux analogiques et numériques et les impédances d'entrée et de sortie des appareils :

— Les signaux analogiques sont ceux dont l'amplitude est « significative ». Le domaine linéaire s'étend de —10 V à + 10 V et, pour les impulsions, la partie significative s'étend de 0 à —10 V.

— Les signaux numériques impulsionnels doivent avoir une amplitude comprise entre —3 V et —12 V.

— Les signaux numériques logiques ont deux niveaux « 0 » et « 1 » caractérisés ainsi :

« 0 »	—3 à —12 V
« 1 »	—1 à +12 V

d) Les tensions d'alimentation (secteur) et les tensions continues distribuées entre tiroirs ou châssis. Ces dernières sont 24 V semi-régulé (± 1 V) et les tensions régulées ± 24 V (± 0,5 %), ± 12 V (± 1 %) ± 6 V (± 1 %).

L'ensemble des règles ESONE fait l'objet d'un document Euratom [4] qui est repris et complété de règles propres au CEA dans les documents généraux qui définissent le système RENATRAN.

Au début de l'année 1967 le système RENATRAN comprend une gamme d'alimentations stabilisées et une quarantaine de tiroirs constituant autant d'éléments fonctionnels (fig. 2) et à partir desquels peuvent être composés la plupart des ensembles de mesure d'usage courant dans les Centres de Recherche Nucléaire (échelles de comptage de divers types, sélecteurs d'amplitude, ensembles de mesures de coïncidences, spectromètres, α, β, γ, etc.).

2.2. ELECTRONIQUE RAPIDE

Parallèlement au matériel RENATRAN a été développé un ensemble d'éléments fonctionnels d'électronique rapide spécialement conçu pour l'utilisation dans les expériences de physique de haute énergie et dont les caractéristiques globales permettent couramment une résolution de 10 ns et une définition en temps meilleure que 3 ns. Le choix du standard mécanique a résulté de divers compromis, l'une des conditions à remplir étant de disposer d'une surface de panneau avant, compatible avec le nombre élevé d'interconnexions souhaité par les utilisateurs. Le châssis à tiroirs retenu peut recevoir huit tiroirs « unité ». Il a pour dimensions : hauteur 266 mm, largeur 483 mm, profondeur 400 ou 260 mm. Les tiroirs « unité » ont pour dimensions : hauteur 262 mm, largeur 54,7 mm, profondeur 180 mm. Chaque tiroir possède un blindage amovible. Toutes les connexions se font par la face avant, à l'exception de l'alimentation qui se fait

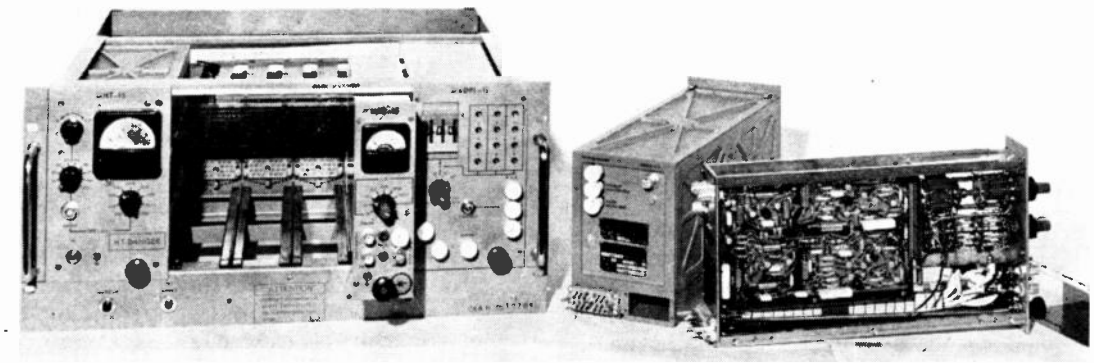


FIG. 2. — Système RENATRAN : éléments fonctionnels à transistors.

à l'arrière du châssis par prise SOURIAU 8196. Les prises coaxiales sont soit du type 50 Ω BNC, soit du type IC 50 LÉMO. L'alimentation à l'arrière du châssis est du type standard RÉNATRAN. Les caractéristiques générales électriques sont les suivantes [5] :

— impédance d'entrée : 50 Ω

— dynamique des signaux impulsionnels analogiques : 0,1 à 2 V.

— amplitude nominale des signaux numériques : 0,5 V.

— amplitude maximale admissible : 10 V.

Au début de 1967, plus de vingt types de tiroirs ont été industrialisés et couvrent une gamme complète de besoins (fig. 3).

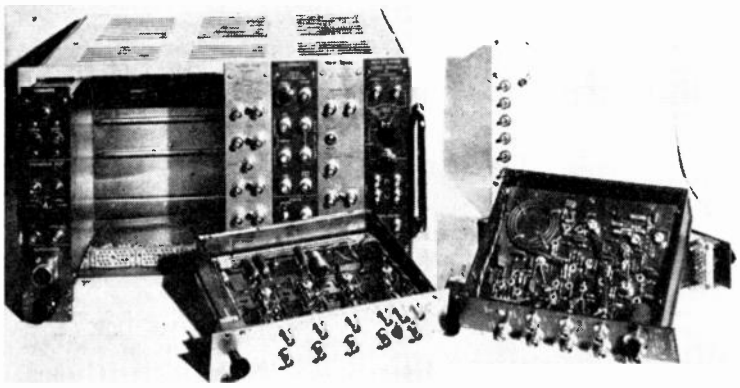


FIG. 3. — Electronique rapide : éléments fonctionnels

Parmi les derniers tiroirs réalisés peuvent être cités :

— le tiroir amplificateur : gain 10 (temps de montée des impulsions 3 ns),

— le tiroir discriminateur : domaine – 50 à – 500 mV, temps mort 10 ns, temps de montée des impulsions $\geqslant 2$ ns, fluctuation de l'instant de déclenchement $\sim$ 0,5 ns, linéarité meilleure que 5 %.

L'évolution rapide de l'électronique due en particulier à l'apparition de nouveaux composants, à un rythme soutenu, conduit à envisager, aux environs de 1970, l'utilisation éventuelle de nouveaux standards qui tiendront compte, en particulier, de l'utilisation intensive des circuits intégrés. Un groupe de travail européen, prolongement du groupe de travail ESONE, a mis cette étude à son programme.

2.3. ELECTRONIQUE DE CONTRÔLE ET DE COMMANDE DES RÉACTEURS

Dans ce domaine, a été développé un système qui répond aux impératifs particuliers du contrôle des réacteurs nucléaires c'est-à-dire à la fois une grande fiabilité et une grande souplesse pour la réalisation de chaînes de mesure adaptées à chaque cas particulier de contrôle [6-7]. L'élément de base retenu est un « bloc » composé d'un boîtier métallique fermé qui comporte à l'intérieur une ou deux plaquettes sur lesquelles sont montés les circuits. Deux types de boîtiers ont été définis, l'un type « fonction », l'autre type « bandeau », comportant les organes de réglage, de commutation, de signalisation et de test. Leurs dimensions sont les suivantes :

	Type « Fonction »	Type « Bandeau »
Largeur	98 mm	98 mm
Hauteur	98 mm	78 mm
Epaisseur	22-37-52-67 mm	30-45-60 mm

Les blocs fonctionnels peuvent être montés sur des bâtis spéciaux pour constituer un ensemble de mesure (fig. 4), plusieurs bâtis pouvant être également montés côte à côte dans des châssis standards lorsque l'électronique se trouve dans une baie (fig. 5). Une autre solution, également possible, consiste à grouper les voies d'électronique dans une armoire technique.

Parmi les caractéristiques intéressantes des blocs fonctionnels et des chaînes de mesure, il y a lieu de mettre l'accent sur une insensibilité très efficace aux parasites, ce qui est très important pour une installation industrielle, et sur la suppression du préamplificateur dans certaines voies de mesure, ce qui permet de disposer de longueurs de câble de l'ordre de 150 à 200 m entre les détecteurs et l'électronique proprement dite.

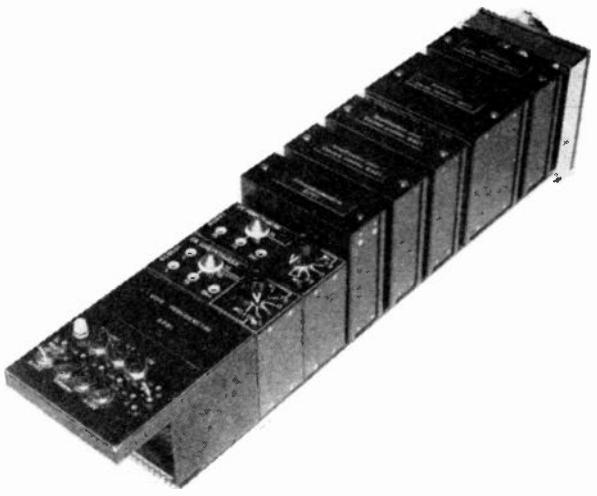


FIG. 4. — Chaîne de mesure nucléaire pour montage en châssis

Au début de 1967, tous les blocs fonctionnels nécessaires à la constitution des ensembles de mesure pour le contrôle et la commande des réacteurs sont industrialisés ; ils sont au nombre d'une vingtaine. Ils ont fait l'objet, dès la conception, d'une étude de fiabilité, et les temps moyens de bon fonctionnement (MTBF) calculés s'échelonnent, selon la complexité des blocs, de 30 000 à 200 000 heures, ce qui donne,

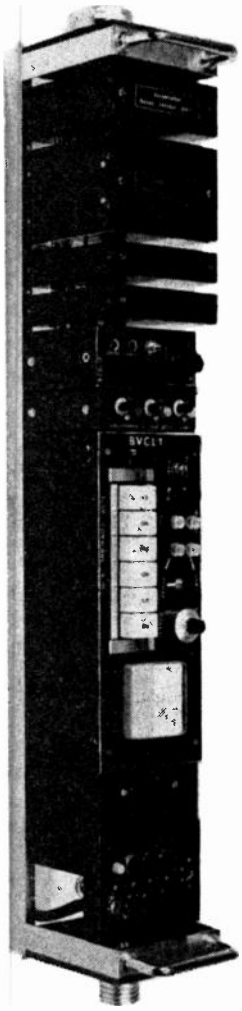


FIG. 5. — Chaîne de mesure nucléaire pour montage en baie

pour une voie complète, une MTBF de l'ordre de 1 500 à 4 500 heures. Ces chiffres sont actuellement vérifiés pour le matériel déjà en service.

Un ensemble de matériel standard pour les tableaux de contrôle de radioprotection a fait l'objet d'installations prototypes et sera construit de façon industrielle en 1968.

3. Autres réalisations

Quelques exemples seront donnés dans divers domaines, soit parce que des performances particulièrement intéressantes ont été obtenues, soit parce qu'elles indiquent de nouvelles tendances pour l'avenir. Dans cet esprit, on examinera successivement :

— les détecteurs,

— les ensembles d'analyse multiparamétrique,

— l'utilisation de calculateurs dans la recherche nucléaire,

— les générateurs d'impulsions.

3.1. DÉTECTEURS

Dans le domaine des détecteurs, une collaboration très efficace s'est développée depuis plus de dix ans entre le Commissariat à l'Energie Atomique et l'Industrie. Elle permet de disposer de toute une gamme de détecteurs : tubes compteurs Geiger-Müller, tubes compteurs à BF_3, détecteurs à scintillation, photomultiplicateurs, chambres d'ionisation, détecteurs semiconducteurs, etc. A titre d'exemple, certaines performances particulières peuvent être soulignées. Elles ont été vérifiées au cours de nombreux essais effectués dans les laboratoires du C.EA.

3.1.1. *Photomultiplicateurs*

— photomultiplicateurs rapides [8] : pour un gain de 10^8 et une haute tension comprise entre 2 et 5 kV, le temps de montée des impulsions à l'anode de ces photomultiplicateurs est :

Type 56 AVP : 2,1 ns (HT 2,5 kV)
XP 1020 : 1,7 ns (HT 2,5 kV)
XP 1210 : 1 ns (HT 5 kV)
(PM 638)

— photomultiplicateurs à haut domaine de linéarité :

Type	Temps de montée	Largeur à mi-hauteur	Temps de transit	Linéarité	H.T.
XP 1140	1,5 ns	2,5 ns	10 ns	2 A	6 500 V
XP 1141	1,7 ns	2,5 ns	16 ns	1 A	5 500 V
XP 1143	1,4 ns	2,4 ns	10 ns	5 A	6 000 V

— photomultiplicateurs pour applications spatiales : des photomultiplicateurs à structures renforcées ont été mis au point pour des applications spatiales (expériences montées sur ballons, fusées ou satellites). Les tubes XP 111 B et PM 400, dérivés du tube 152 AVP ont notamment subi avec succès les essais suivants :

— vibrations à 20 g suivant les trois axes entre 20 Hz et 2 000 Hz,

— vibrations à 30 g suivant les trois axes entre 30 Hz et 100 Hz,

— chocs à 60 g suivant les trois axes.

Environ 50 % de la production industrielle française des photomultiplicateurs est exportée, la moitié de l'exportation étant destinée aux Etats-Unis.

3.1.2. *Détecteurs semiconducteurs*

De nombreuses applications justifient l'utilisation de détecteurs semiconducteurs qui se distinguent par leur encombrement propre très réduit, leur facilité de mise en œuvre et des performances élevées : pouvoir de résolution nucléaire excellent et possibilités de taux de comptage élevés. Etant donné les besoins spéciaux de certains utilisateurs, de nombreuses fabrications artisanales se sont développées dans divers laboratoires. Néanmoins, devant l'accroissement des besoins, des fabrications industrielles de série ont vu le jour afin de pouvoir délivrer les modèles les plus courants. Parmi ces derniers, on peut citer :

— des détecteurs de neutrons (efficacité 10^{-4} c/n.cm^{-2}). Une application courante de ce type de détecteur est faite pour le tracé des cartes de flux au démarrage des réacteurs ;

— des détecteurs à jonction diffusée pour spectrométrie des rayonnements peu pénétrants (épaisseur de la jonction de quelques centaines de microns)

— des détecteurs à barrière de surface pour spectrométrie alpha, protons et électrons (épaisseurs utiles pouvant dépasser 1 000 μ) avec des résolutions comprises, selon le type, de 20 à 80 keV) ;

— des détecteurs (silicium ou germanium) compensés au lithium : les meilleures performances obtenues avec le maximum de précautions, tant sur le détecteur que sur l'électronique associée, sont une résolution de l'ordre du keV pour la raie 122 keV du ^{57}Co.

3.1.3. *Chambres d'ionisation pour le contrôle des réacteurs*

Toute une gamme de chambres d'ionisation a été réalisée pour le contrôle des réacteurs nucléaires : chambres d'ionisation compensées pour le rayonnement gamma et chambres d'ionisation à fission. Dans ces dernières, deux modèles ont des performances particulièrement intéressantes :

CFU A2 sensibilité aux neutrons : 0,9 c/n.cm^{-2}.s^{-1}, temps de collection : 70 à 100 ns.

CFU 7 sensibilité $2 \cdot 10^{-2}$ c/n.cm^{-2}.s^{-1}, temps de collection : 20 à 35 ns.

3.2. Ensembles d'analyse multiparamétrique

Dans une expérience de physique nucléaire, l'intérêt d'obtenir le maximum d'informations possible a conduit les physiciens, depuis une dizaine d'années, à utiliser une instrumentation électronique de plus en plus complexe. Elle est tout d'abord chargée d'acquérir toutes les informations relatives à un événement nucléaire (existence, temps d'apparition, amplitude, localisation, etc.) puis de les traiter, au moins partiellement, en vue d'obtenir des résultats aussi rapidement que possible et de déterminer, le cas échéant, les paramètres de l'expérience qui doivent être modifiés. Ces progrès ont pu être faits, d'une part, grâce à l'amélioration des détecteurs nucléaires et de l'électronique directement associée, d'autre part, grâce à la réalisation de nombreux accessoires entrant dans la constitution des ensembles d'analyse multiparamétrique ou des ensembles auxquels sont directement connectés des calculateurs. L'ensemble AMP (fig. 6) comprend un ensemble d'acquisition de données composé de trois baies où sont incorporés :

— l'alimentation haute tension et sa distribution aux détecteurs,

— un aiguilleur qui permet de recevoir les informations de 32 voies de mesure différentes,

— les convertisseurs d'amplitude (conversion analogique-numérique),

— un bloc-mémoire 4096 canaux,

— une unité de bande magnétique (bande à 16 pistes pouvant défiler à des vitesses allant de 0,5 cm.s^{-1} à 304 cm.s^{-1}).

Les deux autres baies servent à la lecture de la bande magnétique et à la présentation des résultats, soit sous forme visuelle, soit sur bande perforée, soit sur bande imprimée, une fois qu'ont été fixées par des « conditionneurs » les valeurs de certains paramètres ou conditions limites.

Parmi les différentes unités ayant des performances poussées (stabilité et rapidité de fonctionnement), on peut mentionner les codeurs de temps CTA. Le CA 13 permet la mesure des amplitudes en 4096 canaux avec une linéarité différentielle meilleure que 2 % (1 % pour 1024 canaux) et une linéarité intégrale de 0,1 % (0,05 % pour 1024 canaux). Le temps mort moyen est de 30 μs pour une fréquence d'horloge de 20 MHz (un prototype à fréquence de conversion de 100 MHz est en cours de réalisation). Le codeur de temps le plus élaboré (0,1 ns) est destiné à la mesure des temps dans la gamme de 1 à 100 ns. Il utilise le même circuit pour faire la double conversion temps-amplitude, amplitude-temps, ce qui permet de bonnes performances, tant du point de vue de la stabilité que de celui de la linéarité.

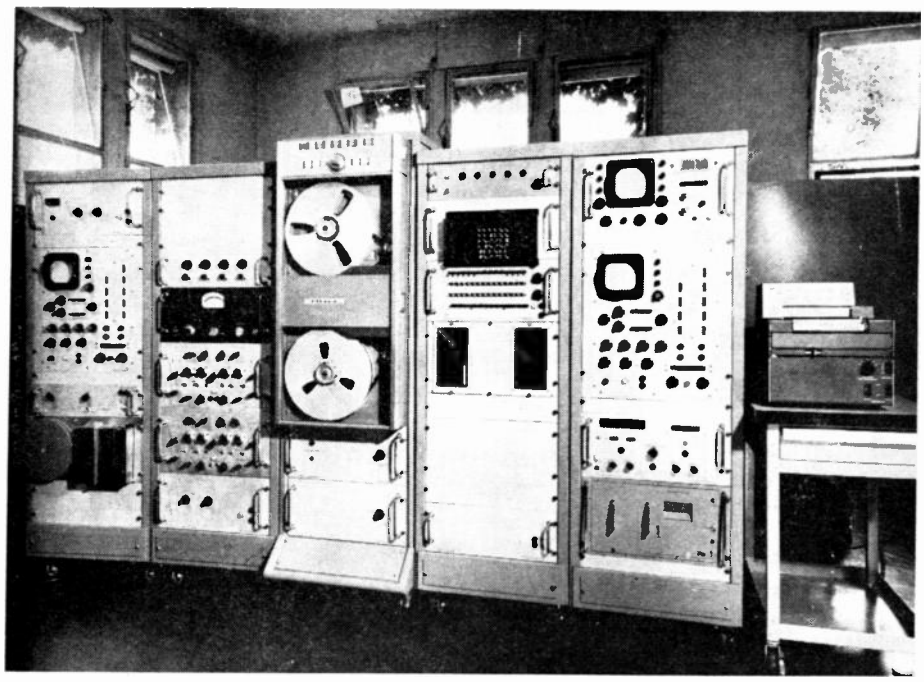


Fig. 6. — Ensemble d'analyse multiparamétrique

3.3. Utilisation de calculateurs en connexion directe

Parallèlement à l'utilisation des ensembles d'analyse multiparamétrique, se développent de plus en plus des expériences de physique auprès d'accélérateurs ou de réacteurs de recherches mettant en œuvre un calculateur en connexion directe.

A titre d'exemple, on peut citer une expérience de diffusion sur cible polarisée qui utilisera un calculateur du type CAE 90-10 (fig. 7). Elle comprendra plusieurs bancs de détecteurs à scintillation (scintillateur plastique et PM 56 AVP), mettant en œuvre une

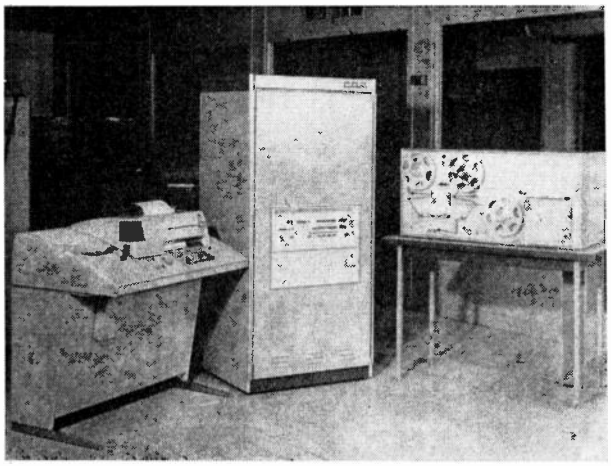


FIG. 7. — Calculateur CAE 90-10

centaine de compteurs au total, et une grande chambre à étincelles à fils et à tores (64 plans de 800 fils).

Les signaux provenant des compteurs seront analysés par un ensemble de logique rapide à circuits intégrés (classe 3,5 ns), qui fournira deux mots au calculateur, correspondant à la position angulaire des compteurs touchés. D'autre part, si cette position correspond à un schéma prédéterminé, le système déclenchera la chambre à étincelles. L'électronique associée permettra d'envoyer une information de cent mots au calculateur pour définir la trajectoire du proton de recul, d'où seront déduits sa polarisation et son énergie.

Le calculateur se verra confier, en définitive, quatre tâches principales :

— acquisition des données, soit environ, pour une bouffée de 200 ms de durée, cent événements « compteurs » dont vingt à vingt-cinq complétés par l'analyse de la chambre à étincelles. En tout : 2 600 mots environ.

— accumulation des événements « compteurs » dans une zone réservée de la mémoire et visualisation de cette zone ainsi que d'une ou plusieurs traces de la chambre à étincelles,

— transfert de ces données sur ruban magnétique compatible IBM pour traitement ultérieur.

— test programmé de l'appareillage complet.

3.4. Traitement centralisé de mesures

Depuis plusieurs années, l'utilisation de calculateurs industriels pour le traitement centralisé des mesures s'est considérablement développé, notamment dans toutes les réalisations récentes de réacteurs ou de centrales nucléaires. En se limitant aux seules installations du CEA, on peut citer les équipements suivants :

— Calculateur RW 330 (fournisseur CAE) pour le réacteur expérimental Cabri destiné aux études de sûreté des piles à eau : outre son rôle de centralisateur de mesure, il est utilisé pour la conduite de la pile en séquence contrôlée et pour le dépouillement des résultats expérimentaux ;

— Calculateurs CAE 530 et CAE 510 pour le réacteur Rapsodie, prototype de pile surgénératrice à éléments combustibles à base de plutonium et à sodium liquide comme fluide colporteur. L'un des calculateurs est affecté à l'enregistrement et au dépouillement des mesures (températures, contraintes diverses) provenant des installations expérimentales, l'autre est affecté au contrôle centralisé de toutes les fonctions liées à l'exploitation et à la sûreté du réacteur. Il déclenche notamment des actions de sécurité en cas de dépassement du seuil fixé pour certaines températures et signale le mauvais fonctionnement éventuel des chaînes de mesures les plus importantes ;

— Deux calculateurs CAE 530 pour le prototype de centrale nucléaire EL4 (uranium enrichi, eau lourde, gaz carbonique) ;

— Deux calculateurs CAE 510 pour le réacteur Célestin ;

— Un calculateur Pallas (constructeur SETI — Compagnie des Compteurs) pour le réacteur de recherche Osiris, qui a un double rôle :

a) rassembler des informations provenant du réacteur qui sont, d'une part mises en mémoire, d'autre part traitées de façon à être présentées sous forme exploitable par l'utilisateur, et surveiller des points de mesure en déclenchant une alarme en cas de dépassement de seuil,

b) rassembler et traiter de la même façon les informations provenant des dispositifs expérimentaux montés sur le réacteur. Il peut, en outre, moyennant certaines conditions, être mis en connexion directe à la disposition des expérimentateurs.

3.5. Générateurs d'impulsions

Le CEA a été conduit à s'intéresser à l'étude et à la réalisation d'ensembles de mesures qui n'appartiennent pas directement au domaine de l'instrumentation nucléaire mais qui sont néanmoins d'un intérêt essentiel pour lui. C'est le cas, notamment, des oscilloscopes à large bande passante (2 000 à 5 000 MHz) et des générateurs d'impulsions utilisés pour l'étude et les essais des nombreux appareils d'électronique qui traitent les informations provenant des détecteurs de particules. Etant donné la grande diversité des besoins, c'est vers un système de générateurs d'impulsions à éléments fonctionnels interchangeables que s'est porté le choix du CEA permettant d'obtenir :

— une fréquence de répétition allant jusqu'à 10 MHz,

— plusieurs impulsions déphasables les unes par rapport aux autres,

— des impulsions de formes et de caractéristiques variées (impulsions rectangulaires ou impulsions physiques à fronts de montée et de descente exponentiels, sans plateau, etc.),

— des niveaux de sortie de l'ordre de 10 V sous 50 Ω.

Parmi les derniers éléments en cours de réalisation, a été mis au point un générateur fournissant un double train d'impulsions déphasables qui permet l'essai, dans des conditions sévères, des circuits logiques

utilisés en électronique rapide (fréquence de répétition 100 MHz pour des temps de montée et de descente des impulsions $\leqslant 2$ ns, amplitude réglable entre 0,5 et 2 V sous 50 Ω). Ces générateurs d'impulsions ont été réalisés dans le même standard mécanique RENATRAN que les éléments fonctionnels d'électronique nucléaire.

4. Conclusion

Les exemples qui viennent d'être donnés illustrent de façon très fragmentaire les problèmes abordés en électronique nucléaire et les techniques très diverses mises en jeu. C'est un domaine où l'évolution des techniques est très rapide et conduit à un effort d'adaptation continu pour que soient satisfaites, aux meilleures conditions, les exigences des utilisateurs : physiciens ou exploitants de grands ensembles. C'est ainsi que la venue massive des circuits intégrés et de la microélectronique conduira, d'ici quelques années, à la réalisation d'une nouvelle génération d'appareils qui auront à la fois des performances plus poussées, une fiabilité améliorée, pour un prix de revient au moins équivalent aux prix actuels. Le Commissariat à l'Energie Atomique a trouvé dans l'Industrie un support efficace pour ses études et réalisations et cette fructueuse collaboration permet d'envisager l'avenir avec optimisme.

BIBLIOGRAPHIE

[1] *Electronics*, *39*, n° 26 du 26-12-66.

[2] *Electronics*, *40*, n° 1 du 9-1-67.

[3] *Onde Electrique*, n° 344, nov. 1955. Conférence Internationale de Genève - août 1958 (15/P/1210).
B.I.S.T., n° 56, nov. 1961 (*Supplément Instrumentation Nucléaire*, n° 9).

[4] Règles ESONE pour l'Electronique Nucléaire juillet 1961. (Presses Académiques européennes, 98, Chaussée de Charleroi, Bruxelles).

[5] *B.I.S.T.*, n° 84, nov. 1964 (*Supplément Instrumentation Nucléaire*, n° 22).

[6] *Onde Electrique*, n° 448-449, vol. XLIV, juillet-août 1964.

[7] *B.I.S.T.*, n° 106, juillet 1966 (*Supplément Instrumentation Nucléaire*, n° 26).

[8] *B.I.S.T.*, n° 104, mai 1966 (*Supplément Instrumentation Nucléaire*, n° 25).

[9] *B.I.S.T.*, n° 104, mai 1966 (*Supplément Instrumentation Nucléaire*, n° 25).

LE MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE A 1,5 MILLION DE VOLTS du laboratoire d'Optique Electronique du CNRS Toulouse

PAR

G. DUPOUY
Membre de l'Académie des Sciences

et

F. PERRIER

Professeurs à la Faculté des Sciences de Toulouse
Directeur et Directeur-adjoint du Laboratoire d'Optique Electronique du CNRS

1. Introduction

Le microscope électronique est actuellement parvenu à un tel degré de perfectionnement qu'il donne des images d'une étonnante beauté. Son utilisation dans divers domaines de la Science a permis de parcourir toute une nouvelle étape vers la vision de l'infiniment petit. Avec les meilleurs instruments le pouvoir de résolution est si élevé qu'on peut observer et photographier dans un objet des détails dont la taille est de l'ordre de 3 Å.

Cependant le microscope électronique présente de graves limitations qui restreignent encore le domaine de ses applications. Ce sont, en particulier, la nécessité de placer les objets dans le vide et le fait que le pouvoir de pénétration des électrons est trop faible dans la plupart des cas.

a) Les électrons doivent nécessairement cheminer dans un bon vide afin de n'être ni freinés, ni diffusés par des chocs avec les molécules gazeuses. Malheureusement quand on introduit de la matière vivante (bactéries, cellules, etc.) dans le corps vide de l'instrument, les parois des cellules éclatent, la substance se déshydrate : *on ne peut observer que des objets morts.*

Une telle observation a néanmoins fourni des renseignements fort utiles, car la morphologie et les structures internes des objets observés restent décelables aux forts grossissements. C'est pour cela que la cytologie, la bactériologie, la virologie ont pu faire ces dernières années des progrès considérables grâce au microscope électronique.

b) D'autre part, le pouvoir de pénétration des électrons est très faible dans la plupart des cas ; quand on veut procéder à l'examen d'un objet par transmission, l'épaisseur du spécimen ne doit pas dépasser habituellement quelques centaines d'angströms. Pour des épaisseurs plus grandes, il est nécessaire d'utiliser des tensions plus élevées que les 50 à 100 kV des microscopes usuels.

Dans le microscope électronique du Laboratoire d'Optique Electronique de Toulouse, construit sous la direction de MM. les Professeurs G. DUPOUY et F. PERRIER, la tension d'accélération a été considérablement accrue. Cet instrument travaille quotidiennement sous 1 million de volts et même 1,2 million de volts. Ces conditions de travail sont avantageuses à plusieurs points de vue :

1) On peut étudier des préparations épaisses pour lesquelles on n'aurait pas d'image à plus basse tension.

2) Théoriquement, le pouvoir de résolution du microscope augmente quand la tension croît notablement [1].

3) L'aberration chromatique, due aux pertes de vitesse des électrons et à leur diffusion dans l'objet, diminue de façon spectaculaire quand l'énergie des électrons est très élevée [2].

4) Il en est de même en ce qui concerne l'échauffement et l'ionisation de la préparation sous l'action du faisceau.

Pour les tensions accélératrices utilisées dans le grand microscope de Toulouse, les électrons sont fortement relativistes : leur vitesse peut atteindre une fraction notable de celle de la lumière. Par exemple quand la tension de travail est de 1 200 kV, la différence de potentiel effective relativiste est sensiblement de 2,609 MV ; pour 1,5 MV, elle atteint 3,7 MV.

Avec des électrons de cette énergie, des lames-supports de collodion, de carbone, etc. de 600 Å sont très transparentes et les objets d'une épaisseur de plusieurs microns le deviennent suffisamment pour être directement observables par transmission.

Cet accroissement du pouvoir de pénétration des

électrons a permis d'étendre le domaine des applications du microscope électronique, notamment à l'étude de la structure des métaux et des alliages, à l'observation de la matière vivante.

Nous donnerons ici quelques renseignements concernant la construction du microscope électronique lui-même et les résultats qu'il a permis d'obtenir, plus particulièrement en Métallographie.

2. Description du microscope 1 MV

Le microscope électronique [3] et son générateur sont disposés dans un bâtiment de forme sphérique (fig. 1). Le premier étage, de beaucoup le plus volumineux, contient le générateur et le canon à électrons. Au rez-de-chaussée se trouvent diverses salles de travail, en particulier celle où est installé le microscope.

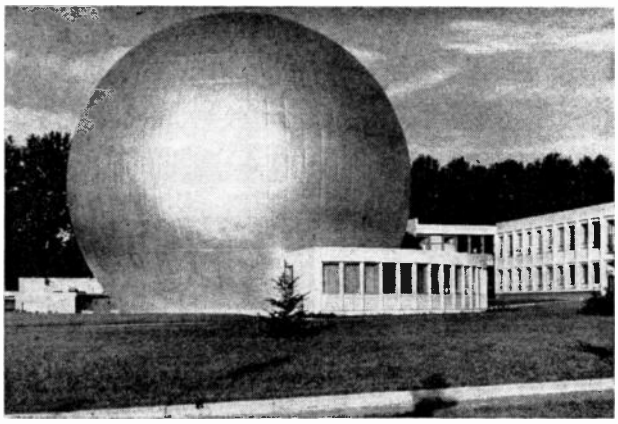


FIG. 1.

L'appareil (fig. 2 et 3) comporte quatre lentilles électroniques magnétiques : un double condenseur C, composé de deux lentilles C_1 et C_2 ; l'objectif O une lentille intermédiaire I ; la lentille de projection ou projecteur P.

Cet ensemble de lentilles repose sur une chambre d'observation R. La chambre photographique A est à la partie inférieure de l'instrument.

Enfin, tout le microscope est disposé sur une plaque épaisse d'acier B, supportée par quatre vérins V fixés dans un socle en béton.

Les images électroniques se forment sur un écran E, rendu fluorescent par l'impact des électrons. On peut les observer à travers trois hublots, dont un seul est visible sur la figure 3, Chacun d'eux est fermé par un disque de verre au plomb D, de 20 mm d'épaisseur. Il est également possible d'examiner l'écran au moyen d'un viseur Vi de faible grossissement.

Le microscope est relié au tube accélérateur, situé à l'étage supérieur, par un joint en cuivre rouge T.

Avant d'atteindre le condenseur, le faisceau d'électrons tombe sur un disphragme D_1, de diamètre convenable, qui sert de pupille d'entrée.

La hauteur du microscope, comprise entre la plaque B et le sommet du condenseur, est de 2 557 mm.

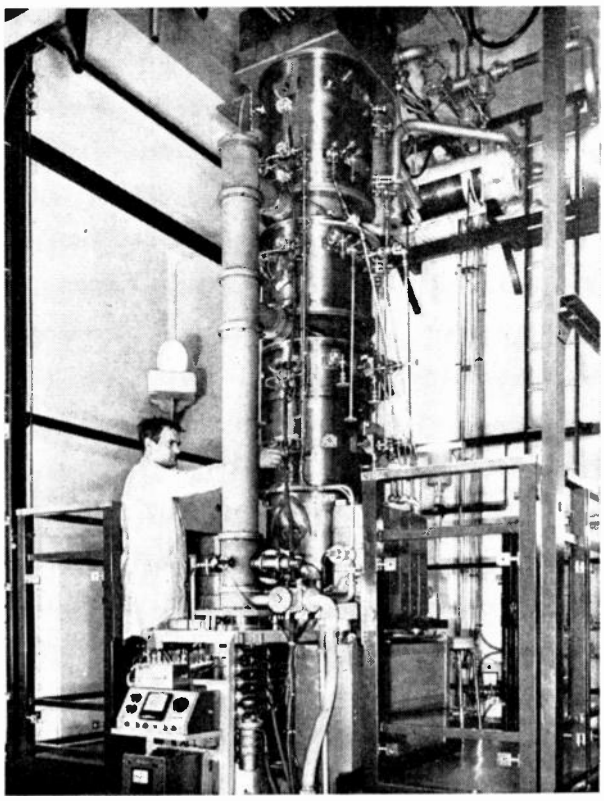


FIG. 2.

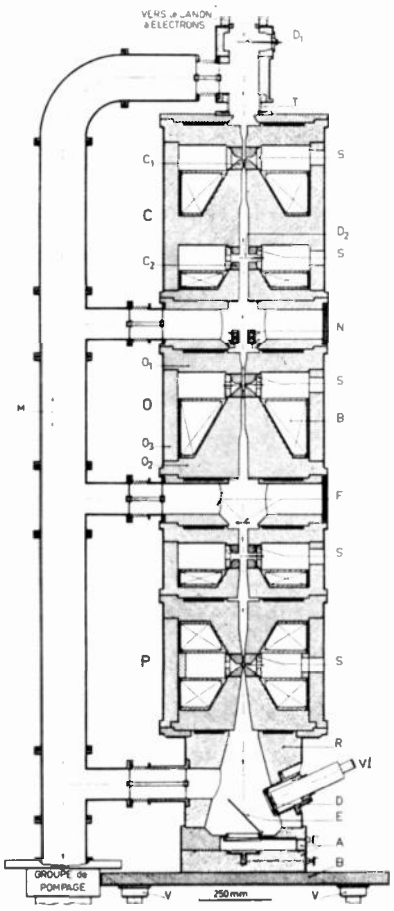


FIG. 3.

Son poids, sans les écrans de plomb destinés à assurer la protection des opérateurs contre les rayons X, est de l'ordre de 4 t.

En raison de la masse importante des lentilles électroniques, il n'aurait pas été commode de les déplacer pour effectuer le centrage de l'ensemble. Les lentilles sont donc fixes [4] ; chacune d'elles est munie d'un bloc polaire métallique *S*. Celui-ci contient les pièces polaires proprement dites, ainsi que divers dispositifs adaptés au rôle de chaque lentille : porte-objet, porte-diaphragmes, stigmateur, etc. Ce sont ces divers blocs polaires qu'on déplace, avec un mécanisme micrométrique, pour effectuer le réglage du microscope.

2.1. L'OBJECTIF

Voici, à titre d'exemple, quelques détails sur l'objectif.

Le circuit magnétique se compose de deux pièces O_1, O_2 en acier doux de très bonne qualité magnétique ; elles s'emboîtent dans le cylindre d'acier O_3, qui les maintient en place.

La bobine magnétisante B est disposée autour de O_2.

Le bloc polaire de l'objectif est représenté à une plus grande échelle dans le figure 4. Les pièces O_1, O_2 portent deux faces planes parallèles F_1, F_2, parfaitement dressées et finement marbrées. Les pièces polaires P_1, P_2 en acier spécial, sont visées sur un cylindre en laiton S ; elles s'ajustent exactement contre F_1 et F_2.

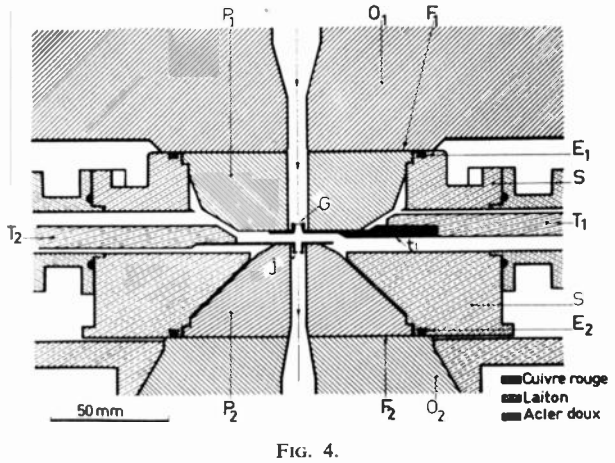


FIG. 4.

L'étanchéité de *S* est assurée par deux joints toriques E_1, E_2, en néoprène, logés dans le bloc lui-même.

Sur la tige T_1, en laiton, se trouve fixée une pièce en cuivre rouge t_1, qui reçoit le porte-objet *G*. Quand il s'agit d'examiner des objets vivants, *G* à une forme spéciale [5].

Une autre tige en laiton T_2 porte le diaphragme d'objectif *J*. Ce diaphragme a, dans les expériences courantes, un diamètre de 30 μ ; il est disposé dans le plan focal image de l'objectif.

T_1 et T_2 peuvent être déplacées suivant une direction parallèle à l'axe du microscope, ce qui permet de situer l'objet et le diaphragme *J* en des positions convenables.

L'objet et le diaphragme sont introduits dans le corps de l'appareil au moyen de systèmes d'écluses.

L'objectif est muni d'un stigmateur magnétique.

Enfin, voici quelques caractéristiques de cette lentille qui joue un rôle essentiel dans le microscope :

— diamètre de la partie cylindrique O_3 : 550 mm ;
— hauteur de l'objectif : 455 mm ;
— poids total de l'objectif : 700 kg ;
— poids total de la bobine magnétisante : 145 kg ;
— poids du fil de l'enroulement : 100 kg ;
— nombre de tours de fil : 28 500 ;
— diamètre du fil : 0,7 mm ;
— résistance du fil : $R = 1\,350\ \Omega$, 20 °C.

La longueur focale de l'objectif varie avec l'intensité du courant dans la bobine magnétisante *B* et la tension de travail. Pour 1 MV elle est de l'ordre de 6 mm.

2.2. LA CHAMBRE PHOTOGRAPHIQUE

La figure 5 représente une coupe schématique de la chambre photographique. A gauche se trouve un

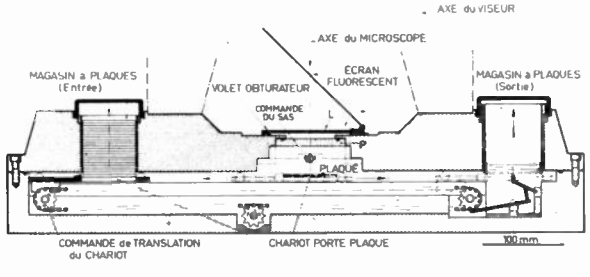


FIG. 5.

magasin contenant 30 plaques, de format 6,5 × 9 cm, logées dans une cassette. Le tout est fermé par un couvercle étanche.

Sous l'effet de la pesanteur, les plaques viennent successivement se poser sur un chariot transporteur.

On amène une plaque dans l'axe du microscope sous le faisceau d'électrons. Pendant la durée de la pose, qui est de 2 à 3 s, on démasque la plaque en soulevant l'écran fluorescent et le volet obturateur *L*. Quand la plaque a été impressionnée, on l'entraîne, avec le chariot, vers un second magasin où elle est maintenue en place par un système de leviers.

Pour recharger le magasin en plaques photographiques, on fait rentrer l'air dans la chambre. Pendant cette opération, le corps du microscope est fermé par une porte étanche *P*.

Les opérateurs se tiennent sur une plate-forme entourant l'instrument et mobile dans le sens vertical ; cela leur permet d'avoir aisément accès à toutes les parties du microscope.

2.3. GROUPES DE POMPAGE

Une vanne permet de séparer le corps du microscope du tube accélérateur proprement dit, dans lequel on fait le vide au moyen d'un premier groupe de pompes.

Un second groupe aspire l'air contenu dans le corps du microscope. Il se compose d'une pompe primaire et d'une pompe à diffusion à huile munie d'un baffle refroidi par un groupe frigorifique. Le débit de la pompe à diffusion, à travers le baffle,

est de l'ordre de 900 l/s. Le vide obtenu dans le microscope correspond à une pression de $2 \cdot 10^{-5}$ torr, dans les conditions normales de travail.

La pompe à diffusion est directement reliée à une canalisation mère M, de 150 mm de diamètre, sur laquelle sont branchées, en parallèle, plusieurs canalisations de 100 mm de diamètre. On peut isoler la canalisation M de la pompe à diffusion par une large vanne papillon.

Une réserve de vide de grande capacité (200 l) est placée sur chaque groupe de pompes. Cela permet de travailler pendant plus de trois heures sans qu'il soit nécessaire de remettre en route les pompes primaires, ce qui entraîne des conditions de travail plus agréables et supprime une cause importante de vibrations.

2.4. Canon a électrons et tube accélérateur

La cathode utilisée est celle d'un microscope commercial usuel. Les électrons issus de la cathode franchissent successivement 10 étages d'accélération. A chacun de ces étages ils passent dans l'axe de deux électrodes cylindriques en mumétal, finement polies et chromées, entre lesquelles est appliquée une différence de potentiel maximale de 150 kV.

Le faisceau d'électrons qui sort du tube accélérateur traverse un premier diaphragme D_1 placé au-dessus du microscope ; il pénètre ensuite dans le condenseur C. Le courant du faisceau, dont l'intensité a pu être réduite à la valeur $i \leqslant 10^{-6}$ A, est lui-même stabilisé, ce qui contribue à améliorer la stabilisation en haute tension de l'ensemble du microscope. La tension appliquée V est constamment contrôlée en cours de travail ; l'enregistrement montre que les variations de V ne dépassent pas $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ pendant une minute : l'ondulation résiduelle est inférieure à $1{,}5 \cdot 10^{-6}$.

2.5. L'alimentation des lentilles électroniques

Les stabilisateurs de courant destinés à l'alimentation des lentilles électroniques magnétiques du microscope ont été construits au Laboratoire [6]. Pour des puissances comme celle qui est mise en jeu dans l'objectif, la stabilité atteint 2 millionièmes pendant 10 minutes.

2.6. Protection contre les rayons X

Les opérateurs doivent être protégés contre les rayons X qui sont émis chaque fois que le faisceau d'électrons vient frapper un diaphragme matériel et qui sont très durs et pénétrants.

Les rayons X qui peuvent être émis de haut en bas, depuis la pièce où se trouve placé le générateur, sont arrêtés par des murs en ciment baryté de 30 cm d'épaisseur. La densité du ciment est de 3,6.

Le principal foyer de rayons X dans le microscope lui-même est en D_1. Les autres foyers sont : le diaphragme D_2 du condenseur C_2, le porte-objet et le porte-diaphragme de l'objectif, enfin l'écran de la chambre d'observation.

Dans les régions les plus dangereuses sont placés des châteaux de plomb réalisés au moyen de briques superposées de 10 cm d'épaisseur.

2.7. Réglages

Le bloc polaire de chaque lentille est individuellement centré sur l'axe de l'appareil. On déplace le bloc polaire au moyen d'un dispositif mécanique micrométrique commandé par des tiges métalliques : celles-ci sont reliées au bloc polaire par des doubles cardans.

Si cela est nécessaire, on peut parachever le réglage en agissant sur l'orientation du faisceau au moyen de blocs de bobines déflectrices. L'un d'eux, N, placé sous le condenseur, a été représenté sur la figure 3.

La première image donnée par l'objectif se forme sur un écran fluorescent F, percé d'un trou axial de 5 mm de diamètre pour le passage du faisceau.

Les opérations initiales de réglage se font, d'une pièce voisine, à l'aide d'un dispositif de télévision. D'une part, on vise l'image, soit avec une petite lunette, soit au moyen d'une caméra de télévision munie d'un tube vidicon ; on observe alors F sur l'écran d'un récepteur de télévision adapté à la caméra. D'autre part, afin de ne pas exposer les opérateurs au faisceau de rayons X issu de l'écran fluorescent, qui est alors particulièrement intense, on adapte sur la chambre R, à la place du viseur Vi, une seconde caméra de télévision. On observe l'image du spot formé sur l'écran au moyen d'un deuxième récepteur de télévision.

2.8. Renseignements complémentaires

La taille du microscope à très haute tension, ainsi que son poids élevé, tiennent au fait que les lentilles ont été volontairement construites avec de grandes dimensions afin que leurs distances focales soient relativement courtes, même pour des électrons de grande énergie. Mais, malgré leur poids important, le démontage, le remontage et le centrage de l'appareil se font rapidement.

Le microscope est très maniable : toutes les principales tiges de commande sont à portée de main de l'opérateur ; on les a montées sur des roulements à billes et leurs extrémités sont connectées par doubles cardans aux organes à manœuvrer.

Le passage de l'observation en champ clair à l'observation en champ sombre se fait en quelques secondes. Par ailleurs, on passe en dix minutes d'un examen sous 300 kV à un examen sous 1 000 kV.

3. Quelques résultats obtenus en Microscopie électronique sous très haute tension

L'utilisation des très hautes tensions en microscopie électronique a permis d'obtenir des résultats remarquables dans différents domaines, parmi lesquels:

— l'étude de la matière vivante (cellules et bactéries enfermées dans une microchambre porte-objet résistante au vide et suffisamment transparente aux électrons de grande énergie) [5],

— la microdiffraction d'aires sélectionnées sur l'objet permettant d'identifier des structures cristallines de dimensions infimes [7],

— l'étude des substances cristallisées : métaux et alliages [8],

— l'observation d'échantillons métalliques progressivement amincis par bombardement ionique [9].

Nous parlerons plus spécialement de ces deux derniers sujets.

3.1. Etude des métaux et des alliages

Les observations effectuées sur des métaux et des alliages, en utilisant des électrons de grande énergie, montrent qu'on peut obtenir de bonnes images quand l'épaisseur des échantillons soumis à l'observation atteint des valeurs de 6 μ et même de 9 μ. A titre de comparaison rappelons que, avec les microscopes commerciaux, l'épaisseur maximale est de l'ordre de 0,1 μ.

Cette augmentation du pouvoir de pénétration des électrons de 1 MeV s'explique par les raisons suivantes :

1) quand un faisceau d'électrons traverse un échantillon métallique, l'épaisseur moyenne p de métal traversé par un électron qui ne subit qu'une diffusion, augmente avec la tension. Si on prend comme exemple l'aluminium, p devient environ 5 fois plus grande quand on passe d'une tension de 50 kV à 1 MV.

2) si les électrons du faisceau incident sont monocinétiques, il n'en est plus de même après la traversée de l'objet. La dispersion d'énergie entre les divers électrons du faisceau émergent se traduit par une aberration, plus ou moins importante, dans l'image observée.

Cette aberration décroît notablement quand la tension s'élève. Dans le cas de l'aluminium, pour une épaisseur donnée de l'échantillon, son effet sous 1 MV est environ dix fois plus petit que dans les microscopes usuels.

3) dans le cas de substances cristallines, un autre fait important est à signaler : le coefficient d'absorption des électrons par la matière diminue quand la tension croît. La transparence d'échantillons tels que des cristaux d'oxyde de magnésium (MgO) est environ trois fois plus grande à 1 000 kV qu'à 100 kV.

Il faut, bien entendu, que l'image formée sur l'écran d'observation demeure assez lumineuse pour qu'on puisse la mettre au point et la photographier. Or, à ce point de vue également, les conditions sont très favorables car la luminance de l'écran devient très grande à 1 000 kV, même si l'intensité du faisceau n'est que de 1 à 2 μA.

Les images qui illustrent cet article ont toutes été prises sous 1 million de volts.

Les photographies 6 et 7 représentent, en champ clair (*a*), puis en champ sombre (*b*), un échantillon d'acier inoxydable montrant des dislocations et une mâcle avec des franges d'égale épaisseur. On peut voir en *d* le diagramme de microdiffraction de l'aire sélectionnée en *c*.

Dans un échantillon d'alliage aluminium-cuivre à 4 %, on voit des dislocations en boucles et en hélices (fig. 8).

Les photographies 9, 10 et 11 proviennent d'échantillons d'acier inoxydable présentant de nombreuses dislocations. La région *a* de la photographie 9, qui présente de très fins moirés, a été agrandie en *b*.

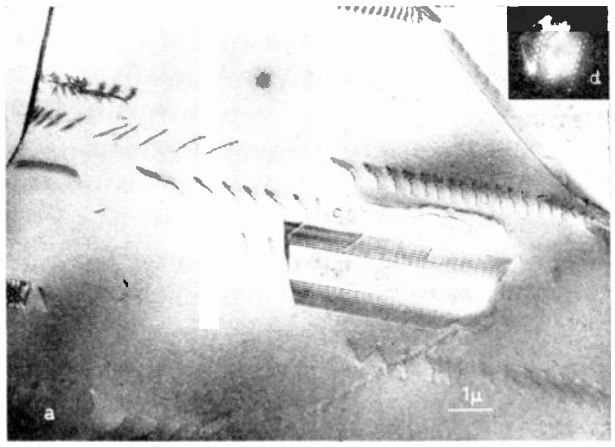


FIG. 6. — Acier inoxydable : *a* champ clair. d diagramme de microdiffraction de l'aire sélectionnée c.

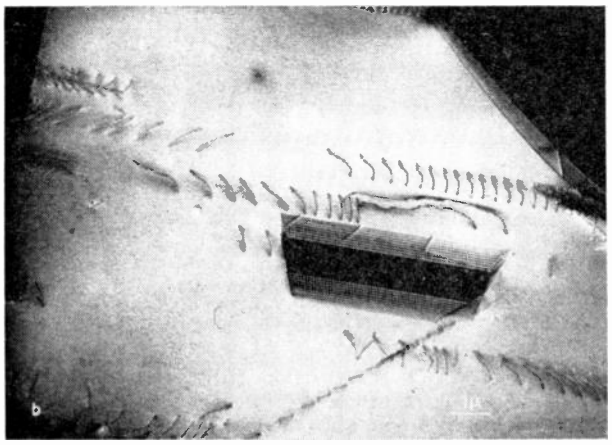


FIG. 7. — Acier inoxydable : *b* champ sombre.

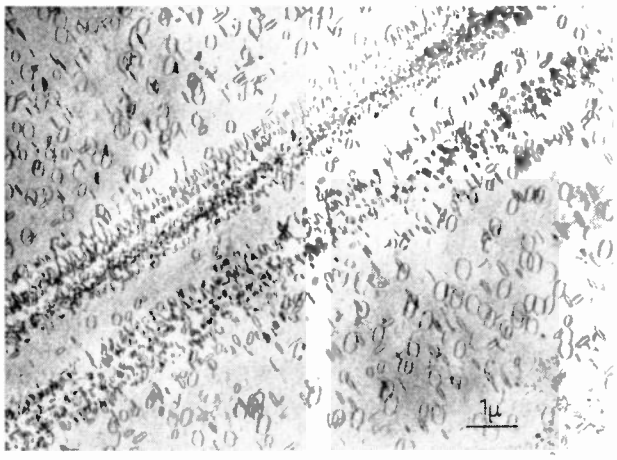


FIG. 8. — Alliage aluminium-cuivre.

Sur la photographie 12, on voit des précipités dans l'alliage aluminium-cuivre ; ils ont été obtenus par un traitement thermique approprié.

Les images 13, 14 et 15 ont été prises avec un alliage aluminium-argent à 25 % d'argent. Les échantillons avaient respectivement pour épaisseurs 2,5 μ (fig. 13), 4 μ (fig. 14), et 6 μ (fig. 15).

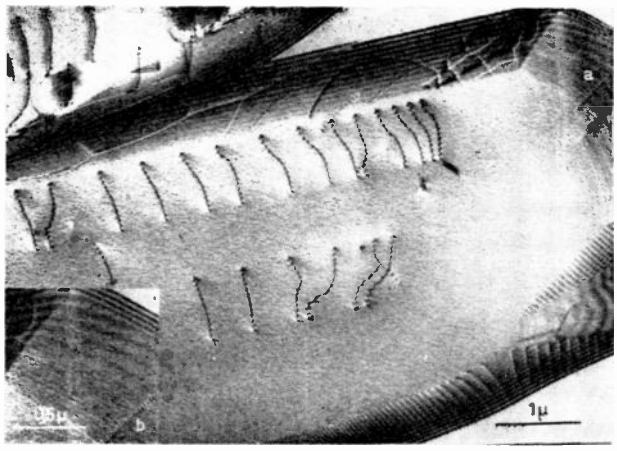


FIG. 9. — Acier inoxydable : *b* partie agrandie de la région *a*.

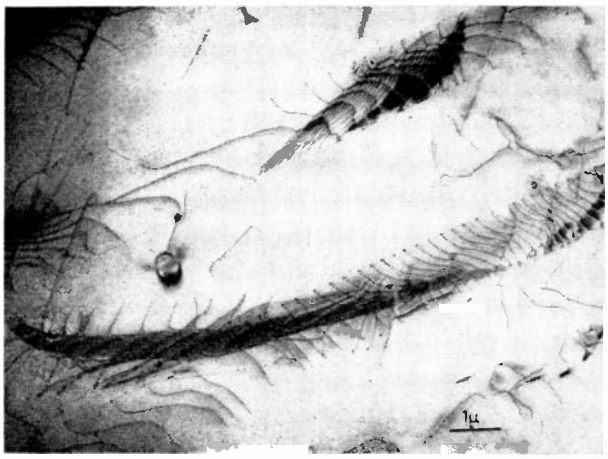


FIG. 10. — Acier inoxydable.

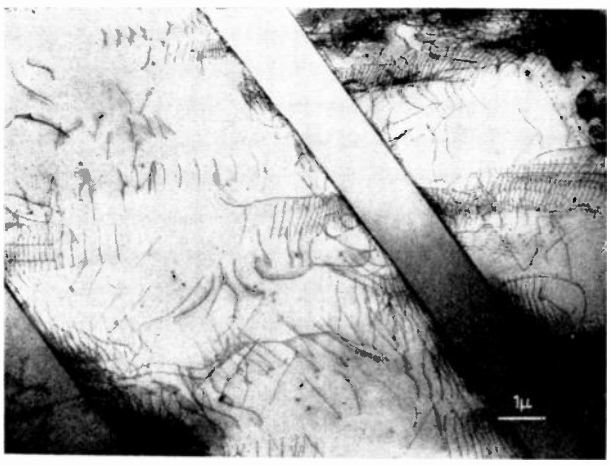


FIG. 11. — Acier inoxydable.

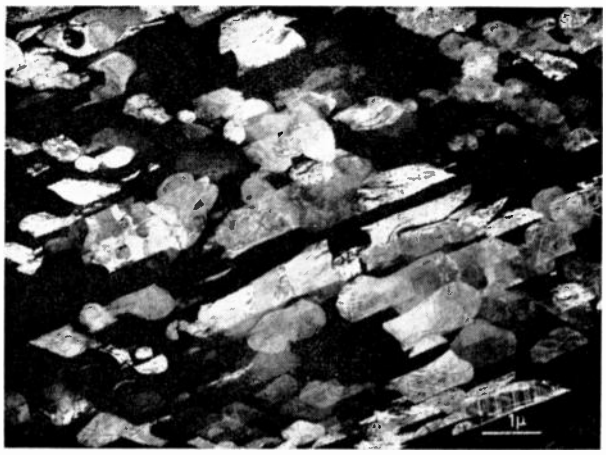


FIG. 12. — Alliage aluminium cuivre 4 %

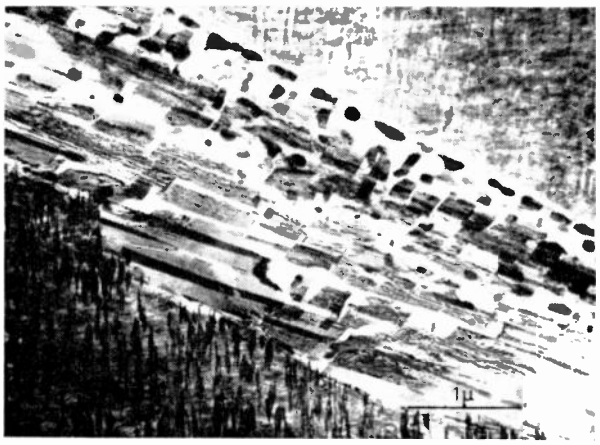


FIG. 13. — Alliage aluminium argent 25 % ; $e = 2$ à 3 μ

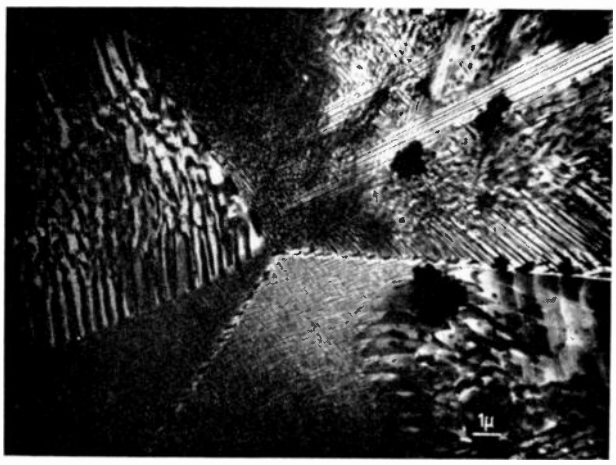


FIG. 14. — Alliage aluminium argent 25 % ; $e = 4$ μ

Ces quelques documents montrent combien l'usage des très hautes tensions peut être fructueux pour l'étude des substances cristallines. On peut voir en profondeur, au sein même du métal, les défauts de celui-ci. Il y a là une grande variété d'informations précieuses en métallographie et pour la physique du métal. On peut désormais étudier systématiquement l'apparition des défauts et leurs modifications sous l'influence de causes bien définies.

3.2. Observation d'échantillons métalliques progressivement amincis par bombardement ionique

Pour suivre l'évolution, en fonction de l'épaisseur, de la structure d'un métal ou alliage, on a mis au

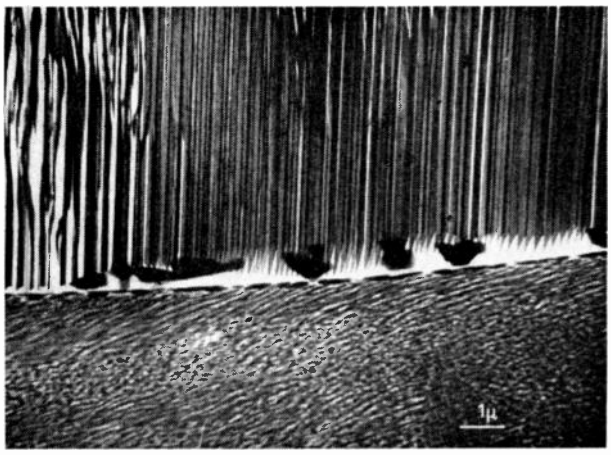


FIG. 15. — Alliage aluminium argent 25 % ; $e = 6\ \mu$

point, à Toulouse, un dispositif qui permet *simultanément* d'amincir l'échantillon et de suivre l'évolution de sa structure et de ses défauts. La région choisie demeure constamment dans le champ d'observation et l'amincissement local se fait dans le corps du microscope.

Le procédé adopté est celui du bombardement ionique. Le canon à ions est introduit dans la pièce polaire supérieure de la lentille objectif. Les deux pièces polaires de cette lentille sont percées d'un trou de 12 mm de diamètre ; leur distance est également de 12 mm. La tension d'anode est en général de 2 000 V. Le débit ionique total est choisi entre 50 et 200 μA. Le gaz ionisé est de l'argon.

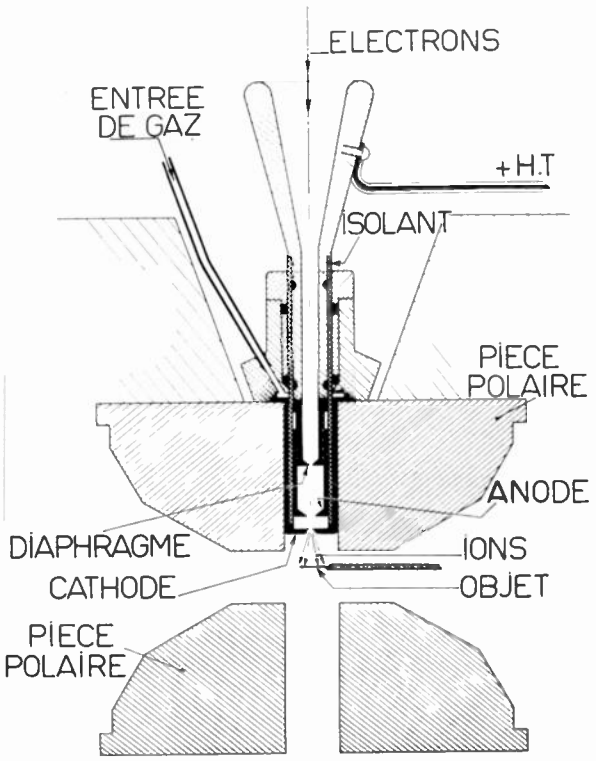


FIG. 16.

Les ions sortant du trou de la cathode du canon à ions viennent frapper l'échantillon placé dans l'entrefer, sous la pièce polaire supérieure (fig. 16). La durée d'une attaque est limitée à 15 s ; l'attaque suivante est provoquée une minute plus tard.

La planche 17 représente deux aspects successifs d'un échantillon d'acier inoxydable. Le cliché *a* a été pris avant le bombardement ionique, le cliché *b*

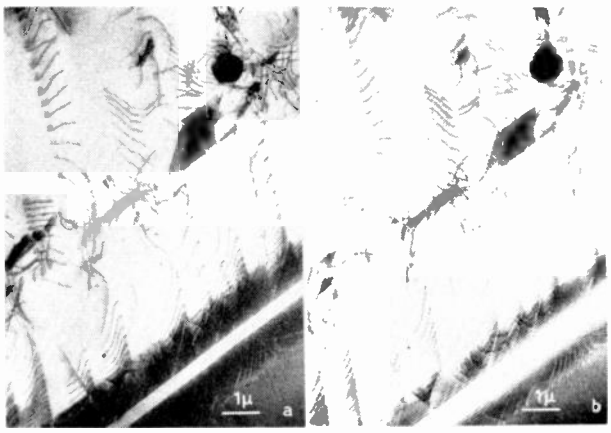


FIG. 17. — Acier inoxydable :
a) avant bombardement ionique ; $e = 0{,}9\ \mu$
b) après 10 mn de bombardement ionique ; $e = 0{,}6\ \mu$

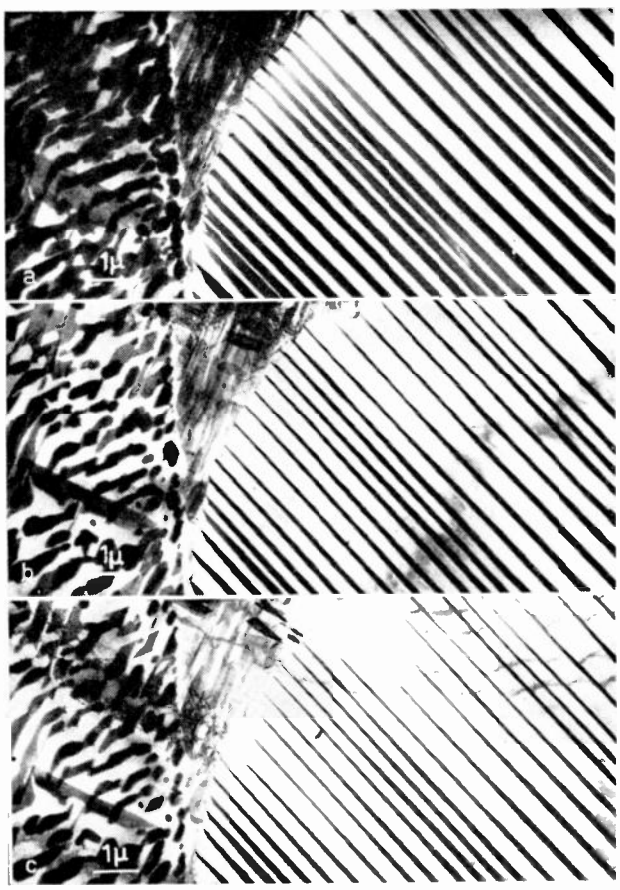


FIG. 18. — Alliage aluminium argent :
a) après 15 mn de bombardement ionique ;
b) après 23 mn de bombardement ionique ;
c) après 25 mn de bombardement ionique.

après 10 mn d'attaque ionique. L'épaisseur de la lame métallique dans le cliché *a* est de 0,9 μ ; elle a pour valeur 0,6 μ dans le cliché *b*.

Les figures 18*a*, 18*b* et 18*c* représentent trois aspects successifs d'une même région d'un échantillon d'alliage Al-Ag à 25 % d'argent : le cliché 18*a* est le cliché de référence ; les photographies 18*b* et 18*c* montrent l'état du spécimen après 8 mn et 10 mn d'amincissement par le faisceau d'ions.

On peut faire les remarques suivantes :

— les ions frappent la face supérieure de l'objet : cela permet de déterminer les points qui appartiennent respectivement aux deux faces du spécimen ; seule la face inférieure de l'objet est éventuellement affectée par la contamination.

— le champ électrique de révolution qui règne entre l'anode et la cathode de la chambre d'ionisation est équivalent à une lentille électronique électrostatique de très faible convergence ; avec des électrons de grande énergie, cela n'altère en rien la qualité des images, qui peuvent aussi bien être observées pendant le fonctionnement du canon à ions.

— par voie de conséquence, il a été possible de cinématographier les phénomènes qui prennent naissance au cours de l'évolution d'un échantillon.

4. Amélioration du contraste en microscopie électronique

Pour terminer, nous dirons quelques mots d'une méthode qui permet d'améliorer de façon spectaculaire le contraste des images d'objets amorphes en microscopie électronique [10].

Dans le mode d'observation habituel, le contraste des images provient du fait qu'un certain nombre d'électrons diffusés par l'objet sont arrêtés par le diaphragme situé dans le plan focal image de la lentille objectif.

On peut définir le contraste C entre deux points par la relation $C = \Delta I/\bar{I}$. $\bar{I}$ est l'intensité moyenne du faisceau qui a traversé les deux points considérés et ΔI la différence des intensités entre ces deux points.

Considérons le cas de deux éléments contigus d'un même objet. Si l'on suppose que seules leurs épaisseurs varient et diffèrent de Δt, l'expression du contraste est

$$C = 1 - e^{-\Delta t/t_m}$$

où t_m est le libre parcours des électrons qui correspond à l'ouverture angulaire α_0 de l'objectif.

Comme, pour une ouverture α_0 donnée, t_m croît avec la vitesse des électrons, le contraste diminue quand la tension s'élève de façon notable. Cela présente un grave inconvénient quand il s'agit d'observer des objets biologiques. Cette difficulté a été surmontée par une méthode très simple.

4.1. Méthode de l'écran de contraste

Considérons (fig. 19) un objet sur lequel tombe un faisceau d'électrons très sensiblement parallèles. Les électrons qui contribuent à la formation de l'image peuvent être divisés en deux groupes :

1) ceux qui traversent l'objet sans interaction avec lui. Ils vont converger au foyer image F avant d'atteindre le plan P' de l'image ; leur seul effet est de produire un noircissement important de la plaque et de diminuer ainsi le contraste de l'image. Pour une lame de graphite d'épaisseur égale à 200 Å et une ouverture d'objectif $\alpha_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ rad., ces électrons représentent environ 68 % du nombre total des électrons incidents.

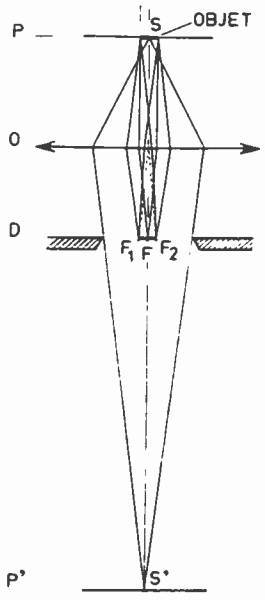


Fig. 19.

2) tous les électrons qui sont diffusés sous des angles $0 < \alpha \leqslant \alpha_0$. Si l'on calcule la répartition angulaire de ces électrons en tenant compte des diffusions élastiques et inélastiques, on arrive aux résultats suivants. Dans un angle d'ouverture $0 < \alpha < 4 \cdot 10^{-4}$ rad., on trouve les 2/3 environ du nombre total des électrons inélastiques diffusés dans l'ouverture α_0 ; ils représentent 17 % de l'intensité du faisceau incident. Par contre, la proportion des électrons élastiques est négligeable. Les électrons ayant subi ces faibles déviations viennent converger dans une toute petite région F_1 F_2 autour de F : on les arrête par un écran de contraste constitué par un fil métallique de diamètre convenable (6 μ dans les expériences sous 1 000 kV).

D'après ce qui précède, cette méthode permet d'atteindre des contrastes plus élevés que ceux donnés par la strioscopie. Elle est, en outre, applicable sous toutes les tensions de travail.

Les clichés *a* et *b* de la figure 20 représentent le même *Proteus*, photographié sous 1 000 kV, porteur de nombreux flagelles. Cette bactérie n'a subi aucun

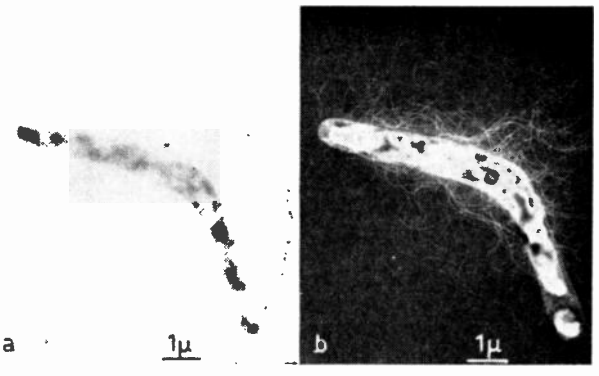


Fig. 20. — Proteus :

a) champ clair ;

b) méthode de l'écran de contraste.

traitement particulier : ni imprégnation de colorant, ni ombrage métallique. Le contraste de la photographie *a*, prise dans les conditions habituelles, est très faible. Par contre on voit nettement, dans le cliché *b*, pris en utilisant la méthode de l'écran de contraste, les flagelles et leurs points d'implantation dans le *Proteus*.

De même, les clichés *a* et *b* de la figure 21 montrent des bacilles *Megatherium* pris, cette fois, sous 100 kV, d'abord dans les conditions habituelles (*a*), puis avec un écran de contraste (*b*). La différence est très nette entre les deux photographies.

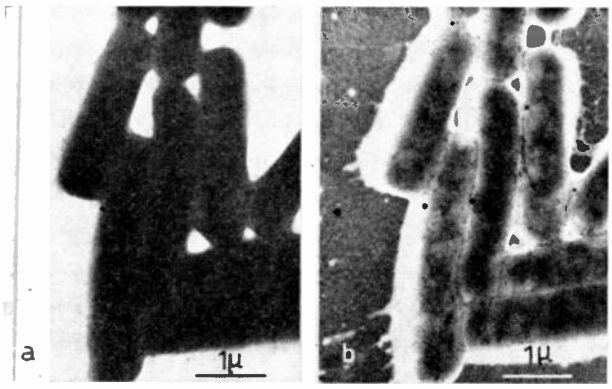


FIG. 21. — Bacille mégatherium :
a) champ clair normal ;
b) méthode de l'écran de contraste.

Dans les images de *Corynebacterium diphteriae* (photographies *a* et *b* de la Planche 22), les bactéries ont été déposées sur des lames de collodion qui ont été percées d'un très grand nombre de trous par des méthodes appropriées. Le contraste est plus élevé pour les régions de l'objet qui ne reposent pas sur la lame porte-objet, ainsi que le montrent certains détails. Il y a donc intérêt à supprimer, si possible, la lame porte-objet dans la plus grande partie de sa surface.

Il semble, en conclusion, que la méthode de l'écran de contraste pourra rendre des services fort appréciables aux chercheurs qui travaillent dans les divers domaines de la microscopie électronique, notamment en biologie, quelle que soit la tension utilisée.

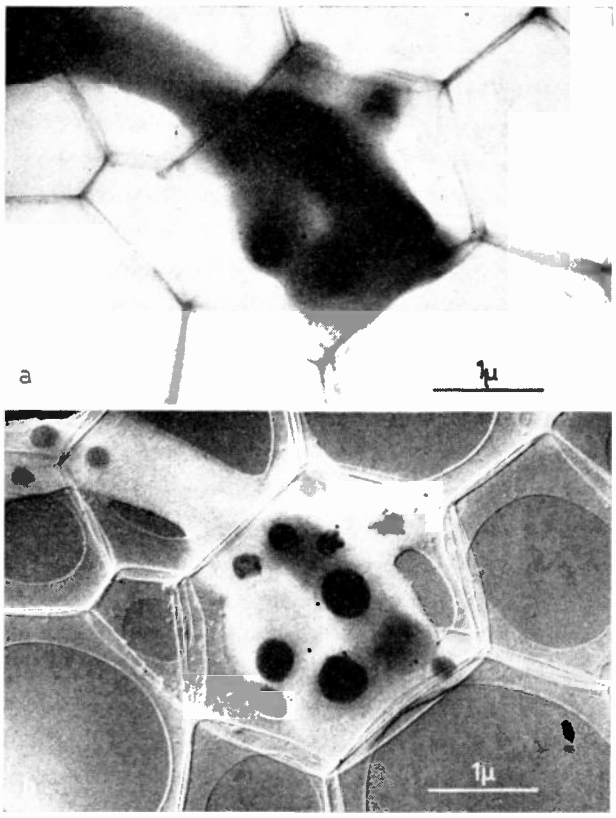


FIG. 22. — Diphtérique :
a) champ clair ;
b) position intermédiaire de l'écran de contraste.

BIBLIOGRAPHIE

[1] COSSLETT V.E. — 1946, *Proc. Phys.* Soc., *58*, 443.
GLASER W. — 1949. *Acta Phys. Aust.*, *4*, 38.
MARTON L. — 1946. *Phys. Soc. Progress Reports*, *10*, 204.

[2] DUPOUY G., PERRIER F. — 1966. *J. de Microscopie*, *5*, 4, 369-376.

[3] DUPOUY G., PERRIER F., FABRE R. — 1961. *C.R. Acad. Sci.*, *252*, 627.

[4] VON ARDENNE M. — 1944, *Kolloïd Zeit.*, *108*, 195.
MARTON L. — 1945. *J. Appl. Phys.*, *16*, 3, 131.

[5] DUPOUY G., PERRIER F., DURRIEU L. — 1960. *C.R. Acad. Sci.*, *251*, 2 836-2 841.
DUPOUY G., PERRIER F., DURRIEU L. — 1962. *C.R. Acad. Sci.*, *254*, 3 786-3 791.
DUPOUY G., PERRIER F. — 1962. *J. de Microscopie*, *1*, 3-4, 167-192.

[6] DUPOUY G., PERRIER F. — 1960. Proc. *Conf. on Electron Microscopy*, *Delft*, I, 110.
DUPOUY G., PERRIER F., SEGUELA A. — 1966. *C.R. Acad. Sci.*, *262*, B, 341-346.

[7] AYROLES R., MAZEL A. — 1965. *J. de Microscopie*, *4*, 2, 193-206.

[8] DUPOUY G., PERRIER F. — 1964. *J. de Microscopie*, *3*, 3, 233-244.

[9] DUPOUY G., PERRIER F. — 1965. *C.R. Acad. Sci.*, *261*, 4 649-4 651.

[10] DUPOUY G., PERRIER F., VERDIER P. — 1966. *J. de Microscopie*, *5*, 6, 655-668.

QUELQUES RECHERCHES DU LABORATOIRE DE MAGNÉTISME ET DE PHYSIQUE DU SOLIDE DU CNRS A BELLEVUE

PAR

Ch. GUILLAUD
Directeur

M. RODOT et R. VAUTIER
Sous-Directeurs
du Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide

Le Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide (LMPS) se consacre, depuis sa création, à l'étude des matériaux, principalement dans les domaines du magnétisme et des semiconducteurs. Ces recherches sont essentiellement fondamentales et certaines d'entre elles ont conduit à l'amélioration des matériaux existants ou à la création de nouveaux matériaux utilisés en électronique. Quelques uns des résultats obtenus sont indiqués ci-dessous.

1. Magnétisme

Les travaux du LMPS ont porté principalement sur les ferrites et ont permis l'obtention de matériaux possédant d'excellentes qualités. Pour ne citer qu'un exemple, l'emploi de ces ferrites pour les bobines Pupin, qui sont utilisées pour charger les circuits de télécommunications afin de compenser leur capacité propre, a conduit à une amélioration de leurs propriétés et simultanément à une réduction considérable (de l'ordre de plusieurs dizaines de fois) du poids et du volume des noyaux, ce qui entraîne une économie très importante sur le cuivre des bobinages et sur tout le matériel : boîtes, etc.

Ces résultats ont été obtenus parce que le LMPS a donné, le premier, toute leur importance au contrôle de la micro-structure, de l'équilibre oxydo-réducteur et de la ségrégation de certains éléments. C'est ainsi qu'ont été mises en évidence les relations existant entre la perméabilité et la grosseur des cristaux, la porosité et sa répartition, les tensions mécaniques et le degré d'oxydation. C'est en appliquant ces principes que des perméabilités initiales allant jusqu'à 20 000 ont été obtenues dans différents laboratoires.

En suivant la même voie, on a multiplié par plus de deux le produit μQ (Q étant le facteur de qualité) qui atteint l'ordre de grandeur du million. Ceci a été obtenu en contrôlant la résistance électrique des joints de grains au moyen de la ségrégation d'un élément modifiant l'équilibre oxydo-réducteur aux joints. C'est ainsi que la ségrégation de 0,1 % de calcium permet de porter le rapport entre la résistivité de l'agrégat cristallin et celle du cristal à 1 000, ce qui crée une véritable barrière isolante aux joints des cristaux et réduit considérablement les pertes par courants de Foucault sans altérer la perméabilité.

Tous ces travaux portent sur des gammes étendues de compositions, ce qui permet de fournir pour chaque utilisation, un ferrite de caractéristiques parfaitement adaptées au problème. Ainsi il est possible de réaliser, par des additions de chrome et d'aluminium, des ferrites à très faible variation de la perméabilité dans une grande zone de température. On peut également obtenir un coefficient de température positif, négatif ou nul pour compenser, par exemple, le coefficient de température des condensateurs associés. Il a été aussi réalisé des circuits résonnants et antirésonnants pour filtres, oscillateurs, discriminateurs, dont l'utilisation est très étendue en télécommunications (téléphonie à courants porteurs, télégraphie harmonique multiplex, etc.).

D'autre part, à la suite des travaux sur le traînage, la stabilité de ces ferrites a été considérablement améliorée par le contrôle de la teneur en fer ferreux et de la concentration en lacunes de cations.

Le LMPS s'est aussi préoccupé des applications des matériaux magnétiques aux techniques les plus modernes : calculateurs électroniques, télécommuni-

cations par faisceaux hertziens, radars. En collaboration avec la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques, il a en particulier contribué à l'amélioration des matériaux à cycle rectangulaire utilisés dans les mémoires magnétiques en visant surtout un fonctionnement dans une gamme de températures plus étendue.

Dans le domaine des ondes centimétriques, l'utilisation des ferrites a apporté plus qu'une amélioration de la qualité puisqu'elle a permis la réalisation d'appareillages absolument nouveaux par leur principe. L'exemple le plus connu est la ligne à sens unique. Mais ces applications très diverses, aussi bien que la variation très rapide de certaines propriétés avec la fréquence dans cette région, nécessitent, pour chaque cas, la mise au point d'un matériau particulier. On doit également tenir compte éventuellement d'exigences spéciales concernant, par exemple, le fonctionnement à des puissances élevées ou dans une gamme étendue de températures.

Dans cet ordre d'idées, il paraît intéressant de citer, parmi les réalisations faites par la Société LTT avec les matériaux étudiés par le CNRS, les lignes à sens uniques destinées à équiper la sortie des carcinotrons en bande S. Le réglage de l'appareil permet de couvrir toute la bande de fréquence entre 2 100 et 4 000 MHz et, pour chaque réglage, un affaiblissement direct inférieur à 0,5 décibel et un affaiblissement inverse supérieur à 10 dB sont obtenus dans une bande passante de 30 % de la fréquence de réglage. Outre sa grande bande passante, la caractéristique la plus remarquable de cet appareil est que sa température peut atteindre 200 °C sans que son fonctionnement soit perturbé, ce qui lui permet de fonctionner à une température ambiante comprise entre − 50 °C et +110 °C en supportant une puissance moyenne de un kilowatt. Si la température de l'appareil ne dépasse pas 160 °C, l'affaiblissement inverse reste supérieur à 20 dB.

Par ailleurs, dans ce domaine de pointe, les applications font de plus en plus appel aux matériaux magnétiques sous forme de monocristaux qui sont également indispensables aux études fondamentales. Le LMPS a répondu à ce besoin. Il prépare des monocristaux dont la qualité est attestée par la largeur de la raie de résonance magnétique, qui est très sensible aussi bien aux impuretés chimiques qu'aux défauts de structure cristalline. Des valeurs aussi faibles que 0,28 Oe pour le grenat d'yttrium, 2 Oe pour le ferrite de lithium, 5 Oe pour le ferrite de nickel ont été obtenues, elles sont parmi les meilleures.

Une vingtaine de brevets ont été déposés en France sur ces travaux et de nombreux brevets ont été pris à l'étranger. Ils sont exploités en France par la Société LTT. Une collaboration très fructueuse s'est établie sur les programmes de recherches entre cette Société et le LMPS. Ces brevets font également l'objet d'accords avec ITT.

2. Semiconducteurs

De nombreux dispositifs à semiconducteurs sont aujourd'hui utilisés par l'industrie électronique et, à un moindre degré, par l'électrotechnique. A l'origine de ces applications se trouve l'extrême « flexibilité » du gaz d'électrons de ces matériaux : ces électrons réagissent à des signaux électriques, thermiques, optiques ou magnétiques, et leur concentration même peut varier dans une large mesure sous l'effet d'influences extérieures.

En particulier, les dispositifs photoélectriques et électroluminescents, étudiés dans une large gamme spectrale, revêtent depuis peu une importance croissante, notamment en vue des techniques de transmission de l'information. Le LMPS contribue à ce développement par ses travaux centrés principalement sur le domaine de l'infrarouge moyen (3 à 15 μ). Il exploite à cet effet les transitions bande-à-bande dans les matériaux à bande interdite étroite, qui présentent plusieurs avantages :

— en détection, température de fonctionnement moins basse et temps de réponse plus court,

— en émission, rendement énergétique très supérieur,

— possibilité de peupler en profondeur la bande de conduction, grâce à sa faible masse effective, en induisant d'intéressants effets nonlinéaires.

Ainsi les composés InAs et InSb sont accordés respectivement, à la température de 77 °K, aux longueurs d'onde λ_c = 3,2 et 5,5 μ. Le LMPS a étudié les détecteurs utilisant InSb et la Société Anonyme de Télécommunications (SAT) en a mis au point différents types commerciaux. En collaboration, ces deux organismes ont mis au point d'excellents lasers à InAs [6].

Les alliages de composition $Hg_{1-x}Cd_xTe$ sont adaptés à des longueurs d'onde variant de 1 μ pour x voisin de 1 à plus de 30 μ pour x voisin de 0,15. Le LMPS les a étudiés, et nous donnerons ici quelques détails sur les *détecteurs* Hg_{1-x} Cd_x Te, de façon à illustrer le déroulement des recherches fondamentales aboutissant à une application particulièrement intéressante.

a) Préparation et contrôle du matériau

C'est une étape très importante et délicate, au stade initial des recherches. Après purification poussée, des monocristaux de plusieurs cm³ sont obtenus, et une étude approfondie de leurs défauts de réseaux permet d'ajuster leur concentration en porteurs entre 10^{15} et 10^{19} électrons ou trous par cm³. Ces études métallurgiques sont, non seulement utiles pratiquement, mais aussi fructueuses sur le plan théorique : mentionnons ici la détermination de la nature des défauts en fonction de la température de cristallisation et d'éventuels recuits à l'état solide [7].

b) Préparation de structures photosensibles

En appliquant les enseignements des études métallurgiques, on a pu produire des jonctions *p-n* photovoltaïques [8*a*]. De telles structures fournissent, en général, les détecteurs les plus sensibles. En outre, on a mis au point la préparation d'autres structures non homogènes, par application du procédé EDRI (évaporation-diffusion en régime isotherme) [8*b*] : il s'agit de monocristaux de composition graduée le long d'un axe, par exemple entre $x = 0$ et $x = 1$, qui sont le siège d'effets photoélectriques particuliers caractérisés par un très faible temps de réponse [9].

c) Technologie et étude des détecteurs.

Des jonctions *p-n* de cristaux clivés, convenablement soudées, constituent des détecteurs dont la longueur d'onde de coupure λ_c dépend de la composition x et de la température T. Pour $x = 0{,}19$ et $T = 77$ °K, on obtient $\lambda_c = 11\ \mu$; la détectivité à 10,6 μ est alors $D^* = 5 \cdot 10^9$ cm W^{-1} $Hz^{1/2}$ et le temps de réponse inférieur à 40 ns. De telles propriétés n'existent dans aucun autre type de cellules (10*a*].

Ces détecteurs ont aussi l'avantage de pouvoir être groupés en mosaïques, en vue de construire des convertisseurs d'image. On peut aussi en faire des détecteurs accordables, soit en réglant la température ou la pression, soit en utilisant des structures à composition variable. Ainsi pour $x = 0{,}17$ et $T = 20$ °K, on trouve $\lambda_c = 23\ \mu$. De telles réalisations reposent sur la connaissance précise des structures de bande [10*b*].

d) Utilisation des détecteurs

L'emploi des détecteurs HgTe-CdTe est d'autant plus séduisant qu'ils peuvent être accordés à la raie émise par les lasers à CO_2 à 10,6 μ, qui est comprise dans une fenêtre de transmission de l'atmosphère. A titre d'exemple, une transmission téléphonique sur cette longueur d'onde est présentée par la SAT à l'Exposition Internationale de Montréal.

Ces exemples n'épuisent nullement les possibilités d'application de cette classe de semiconducteurs, et nous mentionnerons encore deux études en cours au LMPS et touchant à l'optoélectronique.

On obtient une injection intense dans un échantillon homogène de InAs soumis à un champ électrique dépassant 800 V/cm. En étudiant le rayonnement induit dans ces conditions, on peut préciser les pertes d'énergie et les conditions d'« échauffement » du gaz électronique [11].

Les jonctions *p-n* de HgTe-CdTe sont utilisables comme émetteurs (luminescence d'injection) et pourront, par ailleurs, servir à construire des modulateurs utilisant l'effet Franz-Keldysh.

A côté de l'optoélectronique, l'emploi des composés semiconducteurs est de plus en plus fréquent dans les dispositifs purement électriques découverts après le transistor : diodes tunnel, systèmes à effet de champ, oscillateurs Gunn. Ceci invite à un nouvel examen, plus approfondi, de la qualité des cristaux nécessaires : le LMPS participe à ces recherches très actuelles, qui tendent à établir et à contrôler les propriétés des imperfections, espèces « quasi chimiques » en interaction dans la matrice cristalline, et dont les paramètres thermodynamiques et électroniques sont souvent mal connus.

Nous rappellerons enfin quelques autres réalisations récentes et quelques autres possibilités que les semiconducteurs ouvrent aux électroniciens et qui sont fondées, au moins en partie, sur les recherches fondamentales du LMPS.

Les matériaux thermoélectriques ont suscité certains espoirs pour la conversion mutuelle de l'énergie thermique et de l'énergie électrique. Mais, malgré les recherches sur le paramètre physique essentiel, la conductivité thermique de réseau [12], leur domaine d'utilisation reste réduit.

Les photopiles françaises au silicium, fabriquées par la SAT et exposées à Montréal, ont bénéficié des travaux du LMPS. Elles doivent équiper, non seulement les satellites français et certains satellites européens, mais aussi ceux du réseau international de télécommunications « COMSAT ». Une deuxième génération de photopiles, en cours d'étude, utilisera des couches minces de composés tels que CdTe, les travaux du LMPS à ce sujet ont été récemment présentés [13].

En conclusion le domaine d'application des semiconducteurs, à condition de s'appuyer sur des études physico-chimiques approfondies, demeure encore très ouvert.

BIBLIOGRAPHIE

Magnétisme

[1] GUILLAUD C. — Proc. I.E.E.E. (1957), *104, Part B Sup.* N° 5, pp. 165-178.

[2] PAULUS M., GUILLAUD C. — *J. Phys. Soc. Japan* (mars 1962), *17*, S.B-I, pp. 632-40.

[3] PAULUS M. — Z. Angew. Phys. (avril 1964), *17*, N° 3, pp. 216-228.

[4] PAULUS M., GUILLAUD C. — *Bull. Soc. Chim. Fr.* (1965), N° 4, pp. 1175-85.

[5] LESCROEL Y., PIERROT A. — *Câbles et Transmissions* (1960), N° 3, pp. 220-244.

Semiconducteurs

[6] RODOT M., BESSON J., LEROUX-HUGON P. et LEBLOCH A. — *Onde électrique* (1965), *45*, p. 1197.

[7] RODOT H. — *J. Phys. Chem. Solids* (1964), *25*, p. 85 ; *C.R. Acad. Sci.* (1964), *258*, p. 6386 ; RODOT H., TRIBOULET R. et HRUBY A. — Comm. Int. Symp. on Lattice Defects (Tokyo 1966).

[8*a*] RODOT H., VÉRIÉ C. — Brevet français PV 63376 (27 mai 1966).

[8*b*] MARFAING Y., BAILLY F., COHEN-SOLAL G., RODOT M. — Brevet français PV 19361 (25 mai 1965).

[9] COHEN-SOLAL G, MARFAING Y., BAILLY F. — *Rev. Phys. Appl.* (1966), *1*, p. 11 ;
Comm. Int. Conf. on Crystal Growth (Boston 1966), *J. Phys. Chem. Soc.*, à paraître.

[10*a*] VÉRIÉ C., AYAS J. — Appl. Phys. Letters, (janvier 1967).

[10*b*] VÉRIÉ C. — *Phys. Stat. Sol.* (1966), *17*, p. 889 ; WEILL G., VÉRIÉ C. *C.R. Acad. Sci.* (1966), *263*, p. 463.

[11] GRANGER R. — *Phys. Stat. Sol.* (1966), *16*, p. 599 ; Rev. Phys. Appl. (à paraître).

[12] RODOT M. — Comm. VI[e] journée Int. I.F.C.E. (Paris 1964) ; LEROUX-HUGON P., NGUYEN X. X. et RODOT M. ; *J. Phys.* (à paraître).

[13] BERNARD J., LANCON R., PAPARODITIS C., RODOT M. — *Rev. Phys. Appl.* (à paraître).

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE NOUVEAUX DISPOSITIFS A FERRITE EN HYPERFRÉQUENCE

PAR

B. CHIRON

Laboratoire de Recherches
Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques

1. Introduction

L'étude des propriétés et des applications des ferrites en hyperfréquence a fait l'objet, ces dernières années, de nombreux travaux à la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques. Il a été, par suite, possible de commercialiser une quantité importante de dispositifs dont les caractéristiques d'ensemble sont très satisfaisantes. L'objet de cet article est de décrire quelques appareils nouveaux qui se caractérisent par leur originalité de conception ou leurs performances très intéressantes.

2. Circulateurs fonctionnant aux très basses températures et aux fréquences inférieures à 1 000 MHz

La difficulté essentielle rencontrée dans la réalisation d'un tel circulateur réside dans l'obtention d'un matériau ferromagnétique présentant des propriétés suffisantes dans les gammes de fréquences et de températures utilisées. Les plus importantes caractéristiques requises pour le matériel choisi sont :

1 — pertes à champ faible réduites ;

2 — faible largeur de ligne ΔH.

Les pertes à champ faible deviennent très petites si la fréquence du signal hyperfréquence ω_s est au-dessus de la plus haute fréquence possible de résonance naturelle gyromagnétique ω_r ce qui s'exprime par l'équation (1) :

$$\omega_s > (\omega_r)_{max} = \gamma (H_a + 4\pi M_s) \qquad (1)$$

où γ est le rapport gyromagnétique,
H_a le champ d'anisotropie,
$4\pi M_s$ l'induction à saturation.

Pour la plupart des matériaux, le champ d'anisotropie augmente d'une façon considérable aux très basses températures, ce qui, pour les fréquences inférieures à 1 000 MHz, élimine la presque totalité des matériaux existants. Le matériau recherché devra donc avoir un champ d'anisotropie qui varie peu en fonction de la température et, de toutes façons, un $4\pi M_s$ petit.

L'augmentation de ΔH en fonction d'une température décroissante est liée aux pertes à champ faible puisqu'elle s'explique également par les variations du champ d'anisotropie. De nombreuses études expérimentales de matériaux ont été entreprises. Nos premiers essais ont été effectués sur des grenats d'yttrium classiques avec des substitutions appropriées, mais l'augmentation de la largeur de ligne a toujours été très importante. Nos recherches avec des matériaux à très faibles point de Curie et induction à saturation $4\pi M_s$, comme les ferrites de nickel à forte substitution de titanate de nickel ou les ferrites de magnésium aluminium ($\theta_c < 20$ °C, $4\pi M_s < 600$ Gs), n'ont pas non plus abouti aux résultats escomptés.

Les caractéristiques les plus satisfaisantes ont été obtenues avec de nouveaux grenats de calcium vanadium bismuth. La composition de ce matériau doit être choisie avec soin et il est nécessaire de la modifier en fonction de la fréquence de fonctionnement. Il a été trouvé, en particulier, que le pourcentage de vanadium avait une importance capitale aux fréquences qui nous intéressent. A la fréquence de 935 MHz et à la température de 77 °K, le meilleur cal van Big réalisé avait un ΔH de 300 Oe alors que le ΔH d'un grenat d'yttrium aluminium (12 % Al_2O_3), mesuré dans les mêmes conditions, était très élevé et certainement supérieur à 800 Oe. L'induction à saturation du cal van Big utilisé est de l'ordre de 550 Gs tandis que sa tangente de perte diélectrique est très faible et $< 1{,}5 \cdot 10^{-4}$.

Un circulateur à jonction en Y a été construit en utilisant ce matériau et la photographie de ce dispositif est montrée sur la figure 1.

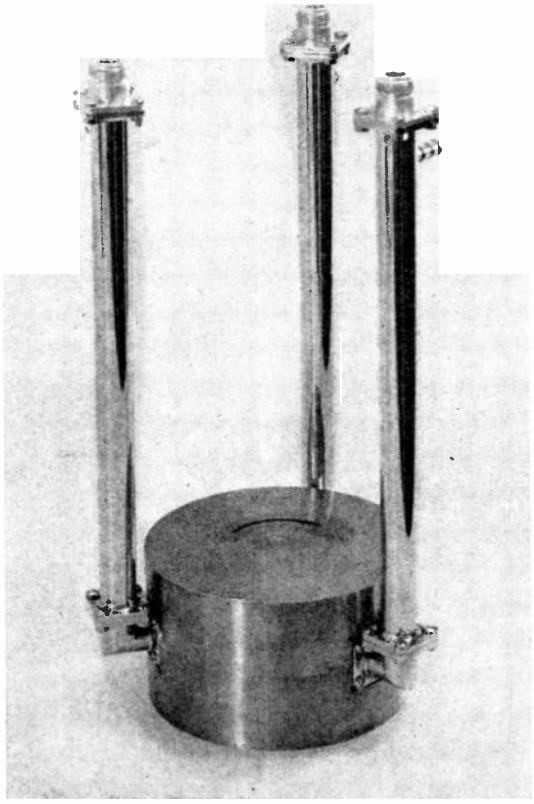


FIG. 1. — Photographie d'un circulateur cryogénique
Fréquence 935 MHz

Le circulateur est à structure triplaque classique mais on a utilisé des méthodes d'adaptations variables permettant d'obtenir un réglage optimal à la température de fonctionnement. Les performances essentielles de ce dispositif sont montrées sur la figure 2.

La mise au point d'un circulateur identique est en cours dans nos laboratoires à la température de 20 °K et les premiers résultats montrent que les performances obtenues à 77 °K seront sensiblement conservées à 20 °K et probablement jusqu'à 4,2 °K.

Cette étude a été effectuée dans le cadre d'un contrat du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

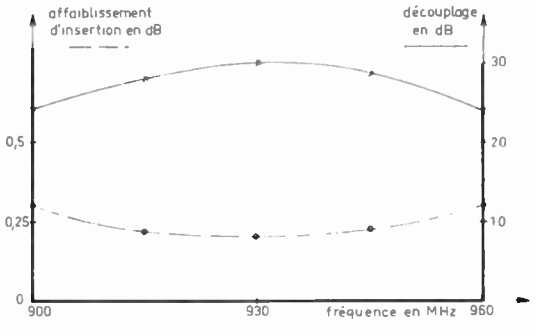


FIG. 2. — Caractéristiques du circulateur cryogénique

3. Déphaseur réciproque haute puissance aux fréquences V.H.F. (F = 200 MHz)

Les déphaseurs réciproques sont généralement constitués par des éléments de ferrites placés d'une manière symétrique dans une ligne de transmission. Un champ continu ou lentement variable est superposé au champ électromagnétique, ce qui modifie la perméabilité du ferrite et produit le déphasage de l'onde haute fréquence se propageant dans le déphaseur. La réalisation du nouveau dispositif proposé a posé à la fois un problème de ferrite et un problème de structure haute fréquence.

3.1. ETUDE DU FERRITE

L'exposant de propagation de l'onde haute fréquence, en mode TEM, est donné par l'expression simple :

$$\gamma l = j\frac{2\pi l}{\lambda}\sqrt{\varepsilon\mu} = \alpha l + j\beta l \qquad (2)$$

où αl est l'affaiblissement du déphaseur,

βl le déphasage du déphaseur,

l la longueur du déphaseur,

λ la longueur d'onde.

$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ est la permittivité complexe du matériau utilisé,

$\mu = \mu' - j\mu''$ est la perméabilité complexe du matériau utilisé.

En négligeant ε'' devant ε' ce qui est pratiquement toujours possible, et en supposant également que

$$\frac{\mu''}{\mu'} \ll 1,$$

on tire de l'équation (2) l'expression :

$$\frac{\mu'}{\mu''} = \frac{\beta l}{2\alpha l} \qquad (3)$$

Si on désire, par exemple à 200 MHz, que la variation de phase $\Delta\beta l$ soit de 2π pour un affaiblissement αl de 2 dB, on peut estimer que la valeur βl du déphaseur non saturé devra être au moins de 4 π ce qui, d'après l'équation (3), donne :

$$\frac{\mu'}{\mu''} \approx 30$$

Cette valeur est très approximative mais indique que les pertes à champ faible du matériau à utiliser devront être très réduites. Malheureusement, l'équation (1) montre que c'est pratiquement impossible à obtenir totalement à 200 MHz, puisque cela nécessiterait des ferrites dont le $4\pi M_s$ serait beaucoup trop faible. Des réductions des pertes à champ faible ont cependant pu être obtenues en utilisant des ferrites de nickel à grains extrêmement fins ($\phi < 1\ \mu$). Cependant, ces ferrites ont dû être éliminés pour

l'application en déphaseur car ils nécessitaient des champs continus superposés très intenses pour une variation de perméabilité relativement faible. Dans le déphaseur qui a été réalisé, nous avons finalement employé un ferrite à base de magnésium - manganèse avec substitution de titanate de magnésium et titanate de nickel. Pour que ce ferrite soit utilisable, il a été nécessaire de s'éloigner de la zone de perte à champ faible en polarisant préalablement le ferrite à une valeur convenablement choisie, par l'intermédiaire d'aimants permanents en ferrite. Le champ de commande destiné à faire varier la phase est appliqué perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde à haute fréquence, contrairement à la plupart des déphaseurs réciproques connus.

3.2. Etude de la structure a haute fréquence

La figure 3 montre en coupe la section droite du déphaseur.

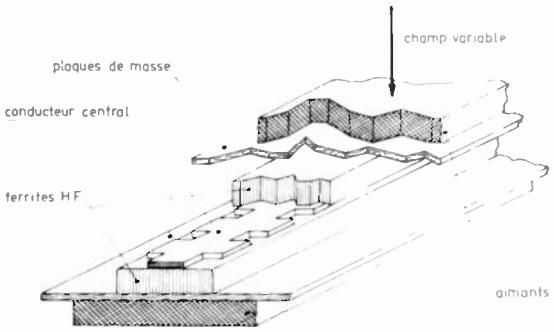


Fig. 3. — Section du déphaseur V.H.F.

Celui-ci est constitué par une ligne triplaque spéciale. Les ferrites sont disposés au-dessus et au-dessous du conducteur central et au centre de celui-ci. De façon à obtenir un déphasage par unité de longueur suffisamment important, il a été nécessaire d'augmenter artificiellement la longueur électrique de la ligne triplaque en constituant, en quelque sorte, une ligne à retard hyperfréquence. En effet, en réalisant, par exemple, un conducteur central présentant des discontinuités comme il est montré sur la figure 4, on obtient l'analogue d'un réseau en échelle à selfs et capacités.

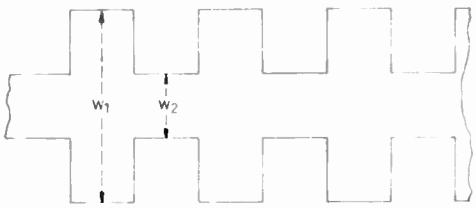


Fig. 4. — Conducteur central de la ligne triplaque

L'étude théorique d'une telle ligne n'entre pas dans le cadre de cet article, mais la figure 5 donne une courbe expérimentale montrant l'influence des discontinuités introduites sur la valeur du déphasage.

Il est curieux de constater que le facteur de mérite $\frac{\text{déphasage}}{\text{affaiblissement}}$ le plus bas n'est pas obtenu dans le cas où les discontinuités n'existent pas. Les autres dimensions de la ligne triplaque doivent être choisies en tenant compte des impératifs d'impédance et de puissance. Dans notre cas particulier, l'impédance était de 50Ω et la puissance crête de 100 kW (100 W moyens)

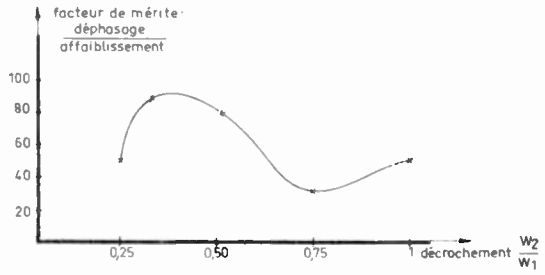


Fig. 5. — Facteur de mérite en fonction du décrochement

Le déphaseur réalisé est conçu de façon que la phase puisse être commandée rapidement ($\Delta\phi = 180°$ en 600 μs). Les pertes par courants de Foucault dans la structure haute fréquence ont été réduites au maximum en utilisant des parois métalliques constituées par des couches conductrices minces ($< 35\ \mu$) déposées sur des feuilles diélectriques suffisamment rigides. Le champ de commande de la phase est créé par vingt électro-aimants en parallèle. Chaque électro-aimant est constitué par un tore de ferrite bobiné présentant de très faibles pertes magnétiques jusqu'à des fréquences de quelques MHz. La photographie du déphaseur terminé est montrée sur la figure 6.

Les caractéristiques de phase sont données sur la figure 7.

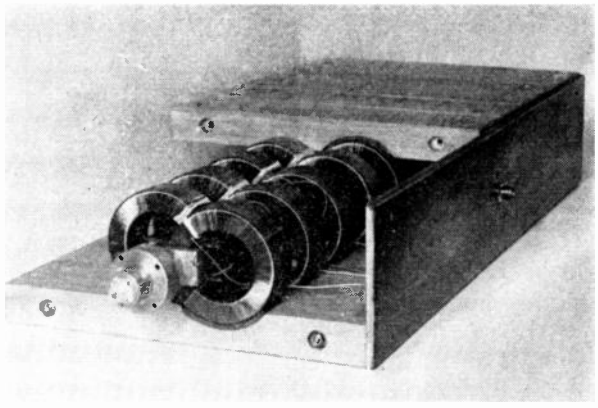


Fig. 6. — Photographie du déphaseur réciproque V.H.F.

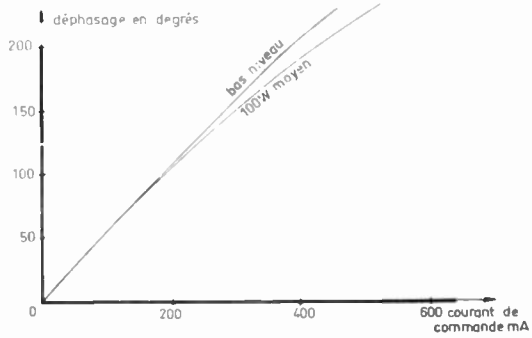


Fig. 7. — Caractéristiques du déphaseur réciproque V.H.F. (déphasage à 200 MHz)

On constatera que la variation de phase est presque linéaire en fonction du champ de commande et qu'elle est sensiblement indépendante de la puissance. L'affaiblissement varie entre 0,5 et 2 dB pour une variation de phase totale de 180°. Le taux d'ondes stationnaires est toujours inférieur à 1,3.

La réalisation de ce déphaseur a été effectuée dans le cadre d'un contrat du Centre d'Energie Atomique de Saclay.

4. Dispositifs isolateurs à très hautes performances pour amplificateurs à faible bruit

La perte d'insertion directe des isolateurs associés aux amplificateurs paramétriques doit être extrêmement faible pour que le facteur de bruit de l'amplificateur ne soit pas trop augmenté. Comme l'affaiblissement inverse est généralement fixé, on est conduit à obtenir un facteur de mérite $\frac{\text{affaiblissement inverse}}{\text{affaiblissement direct}}$ le plus élevé possible. Ce facteur de mérite dépend à la fois du ferrite et de la structure hyperfréquence.

4.1. Etude du ferrite

Il est bien connu que le facteur de mérite est d'autant plus grand que la largeur de ligne du matériau est plus faible. Il faut généralement, cependant, accepter un compromis entre la largeur de ligne et le point de Curie du matériau. Pour des utilisations dans la bande des 5 000 MHz, il a été possible de réaliser des ferrites de nickel - cuivre - cobalt dont la largeur de ligne est inférieure à 170 Oe pour un point de Curie de 580 °C.

4.2. Etude de la structure hyperfréquence

Les isolateurs qui ont été étudiés sont des isolateurs dits « à résonance ». Cela signifie que pour un bon fonctionnement du dispositif, le matériau ferrite doit être placé dans une zone de polarisation circulaire de champ magnétique alternatif. Dans le cas général où on utilise un guide d'onde rectangulaire standard propageant le mode fondamental TE_{01}, on démontre qu'en présence d'un matériau ferrite, il n'est pas possible d'obtenir une région de polarisation circulaire parfaite dans le guide ; il y a donc toujours, même dans le sens passant, un petit affaiblissement dû à un faible entretien du mouvement de précession. Il a été possible d'obtenir une région de polarisation circulaire presque parfaite en utilisant une structure hyperfréquence dont la coupe est montrée sur la figure 8.

Le guide d'ondes utilisé est un guide cannelé. Ce genre de guide a surtout été employé jusqu'ici lorsque des largeurs de bande de fréquences importantes étaient nécessaires. Une charge diélectrique de forte permittivité ($\varepsilon = 9$, $\operatorname{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-4}$) a été nécessaire pour positionner la région de champ magnétique polarisé circulairement dans la zone où sont placés les ferrites. Ceux-ci sont utilisés sous forme de plaquettes dont la grande face est perpendiculaire au champ continu superposé, ce qui permet de diminuer encore l'ellipticité de la polarisation.

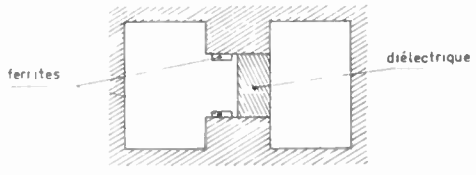


Fig. 8. — Coupe d'un isolateur à hautes performances

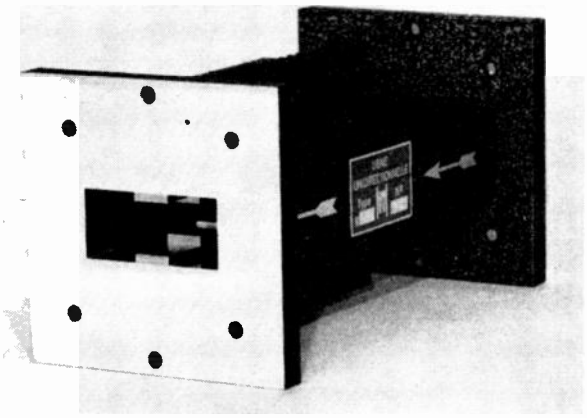


Fig. 9. — Photo d'un isolateur à hautes performances

La photographie d'un isolateur étudié pour la Bande C est montrée sur la figure 9.

La figure 10 donne les caractéristiques d'affaiblissement direct et inverse en fonction de la fréquence. On voit qu'il a été possible d'obtenir un affaiblissement direct de 0,08 dB pour un affaiblissement inverse supérieur à 32 dB, soit un facteur de mérite de l'ordre de 400. Cet appareil n'est pas un prototype et a déjà été fabriqué en petite série. Des isolateurs conçus suivant les mêmes procédés ont été étudiés à des fréquences plus basses. Cependant, les caractéristiques obtenues étaient, comme il fallait s'y attendre, moins satisfaisantes. Les isolateurs ont été réalisés alors sous forme de circulateurs trois portes dont une des portes est terminée par une charge adaptée et on a pu ainsi obtenir, par exemple, à la fréquence de 1 400 MHz des isolations supérieures à 30 dB pour des affaiblissements d'insertion ne dépassant pas 0,1 dB.

Ces divers dispositifs sont utilisés par les Services Techniques de l'Observatoire de Meudon dans des

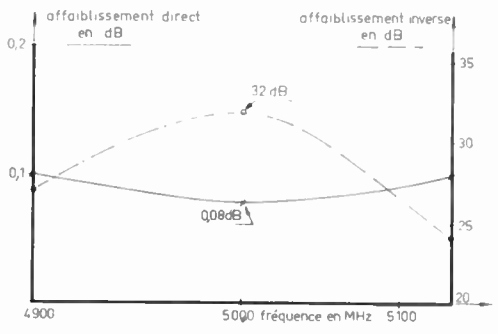


Fig. 10. — Caractéristiques d'un isolateur à hautes performances

ensembles amplificateurs paramétriques à très faible bruit.

Les études ont été effectuées dans le cadre d'un contrat du Centre National de la Recherche Scientifique.

5. Limiteur très haute puissance à ferrite en bande X

Les limiteurs à ferrite sont une des applications qui résultent de l'excitation des phénomènes non linéaires dans les ferrites en haute puissance. Ces phénomènes non linéaires sont dus à l'apparition d'ondes de spin et se caractérisent par des absorptions anormales. Au-delà d'un certain niveau de puissance crête par exemple, une résonance subsidiaire différente de la résonance gyromagnétique apparaît pour une valeur de champ continu superposé plus faible que celui nécessaire à l'entretien de la précession uniforme. Le limiteur décrit ici exploite essentiellement le phénomène de la résonance subsidiaire. Ce limiteur est destiné à fonctionner en impulsion et des résultats nouveaux concernant la réduction du « pic » non limité ont été obtenus. Il a été constaté, en particulier, que la dimension du matériau utilisé avait une influence à la fois sur le « pic » et la perte d'insertion à faible puissance et qu'un compromis devait être accepté entre ces deux caractéristiques. D'autre part, un matériau nouveau à base de magnésium - manganèse avec substitution de titanate a été utilisé. Avec ce matériau, deux types de phénomènes non linéaires différents sont excités en fonction de la puissance. Le premier phénomène est celui relatif aux ondes de spin et est connu. Le second phénomène est complètement indépendant et probablement d'origine ferroélectrique. Il présente l'avantage d'être excité immédiatement et limite entièrement l'impulsion sur toute sa largeur. On obtient finalement avec ce matériau une limitation plus importante du « pic ». Le limiteur est constitué par deux cellules hyperfréquence en cascade et l'ensemble permet d'obtenir une limitation du niveau de sortie sensiblement constante et voisine de 0,5 kW crête jusqu'à des puissances d'entrée de 225 kW crête.

5.1. Cellule n° 1

Cette cellule est destinée à travailler dans une gamme de puissance comprise entre 10 et 225 kW crête (10 et 225 W moyens). Elle comprenait un ferrite de nickel cuivre - cobalt. La perte d'insertion à bas niveau est de 0,5 dB. Cette perte d'insertion est importante pour des puissances supérieures à 10 kW crête ; par exemple, pour une puissance d'entrée de 225 kW crête à 9 375 MHz, la puissance de sortie est de 15 kW crête tandis que la puissance du « pic » est d'environ 20 kW crête. Un dispositif simple de refroidissement par eau est prévu.

5.2. Cellule n° 2

Cette cellule est destinée à travailler dans une gamme de puissance en dessous de 20 kW crête (20 W moyens). Elle comprenait un ferrite de Mn Mg Ti O_2 Ni O. Le seuil de limitation est de l'ordre de 0,5 kW crête. La perte d'insertion est de 0,7 dB. Pour une puissance d'entrée de 20 kW crête, la puissance du « pic » est de 6 kW.

5.3. Caractéristiques d'ensemble du limiteur

Les courbes de la figure 11 et de la figure 12 donnent les résultats obtenus pour l'ensemble des cellules n° 1 et n° 2 mises en cascade.

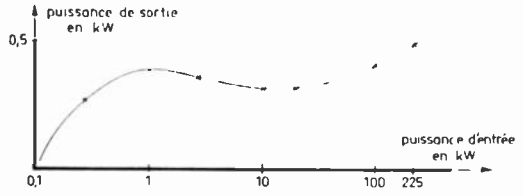


Fig. 11. — Affaiblissement du limiteur (plateau)

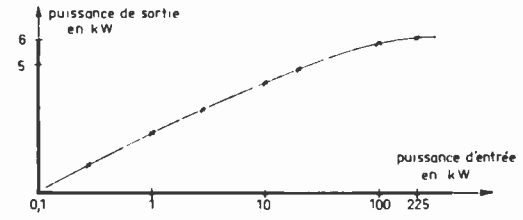


Fig. 12. — Affaiblissement du limiteur (pic)

On constate que, pour la puissance maximale d'entrée, soit 225 kW crête, la puissance de sortie n'est que de 0,5 kW crête, tandis que celle du « pic » est encore un peu plus élevée et est de l'ordre de 6 kW crête. L'affaiblissement à bas niveau (< 0,5 kW crête) est de 1,2 dB. Le taux d'ondes stationnaires de l'ensemble est inférieur à 1,2.

La photographie du limiteur est montrée sur la figure 13.

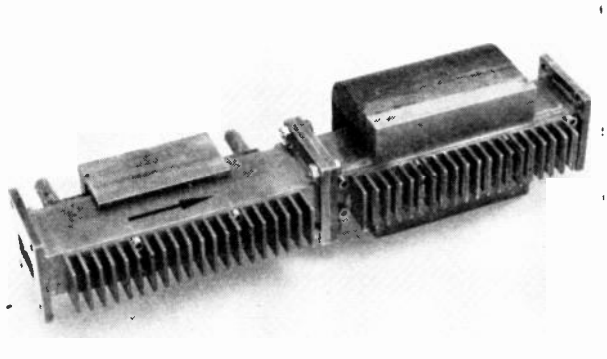


Fig. 13. — Photographie d'un limiteur très haute puissance

Les caractéristiques d'un tel dipositif sont extrêmement intéressantes et une utilisation en liaison avec un circulateur haute puissance à ferrite de façon à réaliser un duplexeur « état solide » extrêmement fiable ne nécessitant pas, en particulier, d'alimentation à haute tension est tout à fait possible. Tout au plus peut-on envisager d'adjoindre à ce dispositif un ensemble TR - ATR très bas niveau pour ramener le

niveau de fuite de 0,5 kW à un niveau plus acceptable pour le mélangeur récepteur du radar et pour diminuer également l'énergie résiduelle du « pic ». Une autre solution peut consister à utiliser conjointement le limiteur à ferrite et un limiteur à diode. Dans un tel cas, la dynamique de puissance limitée peut être extrêmement grande.

Cette étude particulière fait partie d'une étude plus générale des phénomènes non linéaires dans les ferrites qui a été effectuée dans le cadre d'un contrat de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique.

6. Conclusion

La description des appareils qui vient d'être faite, a été volontairement très simplifiée. Chaque dispositif a donné lieu dans nos laboratoires à des recherches fondamentales de matériaux et de structures très importantes. Les résultats globaux qui résultent de ces études pourraient faire l'objet, pour chaque dispositif, de publications ultérieures.

***

L'auteur désire remercier les ingénieurs de la Société Lignes Télégraphiques et Téléphoniques qui ont travaillé à ces réalisations, en particulier, M. A. DESCHAMPS pour les matériaux et MM. G. FORTERRE et R. GOURVES pour les appareils.

Il exprime aussi sa gratitude à MM. R. VAUTIER, Directeur Scientifique, A. GLOBUS et L. COURTOIS, chargés de recherches au Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide au Centre National de la Recherche Scientifique, à Bellevue, avec lesquels il a eu de nombreuses et fructueuses conversations ; il les remercie de l'aide qu'ils lui ont apportée dans l'étude particulière de certains ferrites.

LES RÉALISATIONS DU CENTRE NATIONAL D'ÉTUDES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS EN COMMUTATION ÉLECTRONIQUE

PAR

P. MARZIN

Ingénieur Général
Directeur du Centre National d'Etudes des Télécommunications

Le Centre National d'Etudes des Télécommunications étudie le problème de la commutation électronique sous de nombreux aspects depuis plus de douze ans. Après diverses maquettes de laboratoires, les études maintenant menées dans le cadre du programme général de recherches de la Société d'économie mixte SO.CO.TEL.*, ont conduit, pour les systèmes de type spatial, à la mise en service réel d'un centre de commutation électronique à LANNION (Côtes-du-Nord). Elles permettront dans un avenir proche, pour les systèmes de type temporel, d'équiper en commutation « intégrée » la même zone de LANNION. Les résultats fort encourageants ainsi obtenus par les ingénieurs du Centre National d'Etudes des Télécommunications et ceux de l'Industrie Téléphonique Française démontrent la validité des principes admis et jettent les bases d'une solution générale, proposée à l'Administration Française des Postes et Télécommunications sous le nom de système PÉRICLÈS. Un central prototype conforme aux spécifications de ce système est en cours de construction dans la région parisienne, il doit être mis en service en 1968.

On se propose de décrire ici les réalisations en service, les études en cours et d'évoquer brièvement les développements prévus.

(1) Société mixte pour le Développement de la Technique de la Commutation dans le domaine des Télécommunications réunissant l'Administration des Postes et Télécommunications et les cinq principaux constructeurs de matériel de commutation téléphonique et télégraphique : l'Association des Ouvriers en Instruments de Précision, la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, la Compagnie Industrielle des Télécommunications, la Société le Matériel Téléphonique, la Société Française des Téléphones Ericsson.

1. Le Centre de commutation électronique de Lannion

Le centre de commutation électronique qui a été mis en service vers 1964 à LANNION par le département RECHERCHES SUR LES MACHINES ELECTRONIQUES, est constitué de deux autocommutateurs distincts correspondant à des technologies et des domaines d'emploi différents.

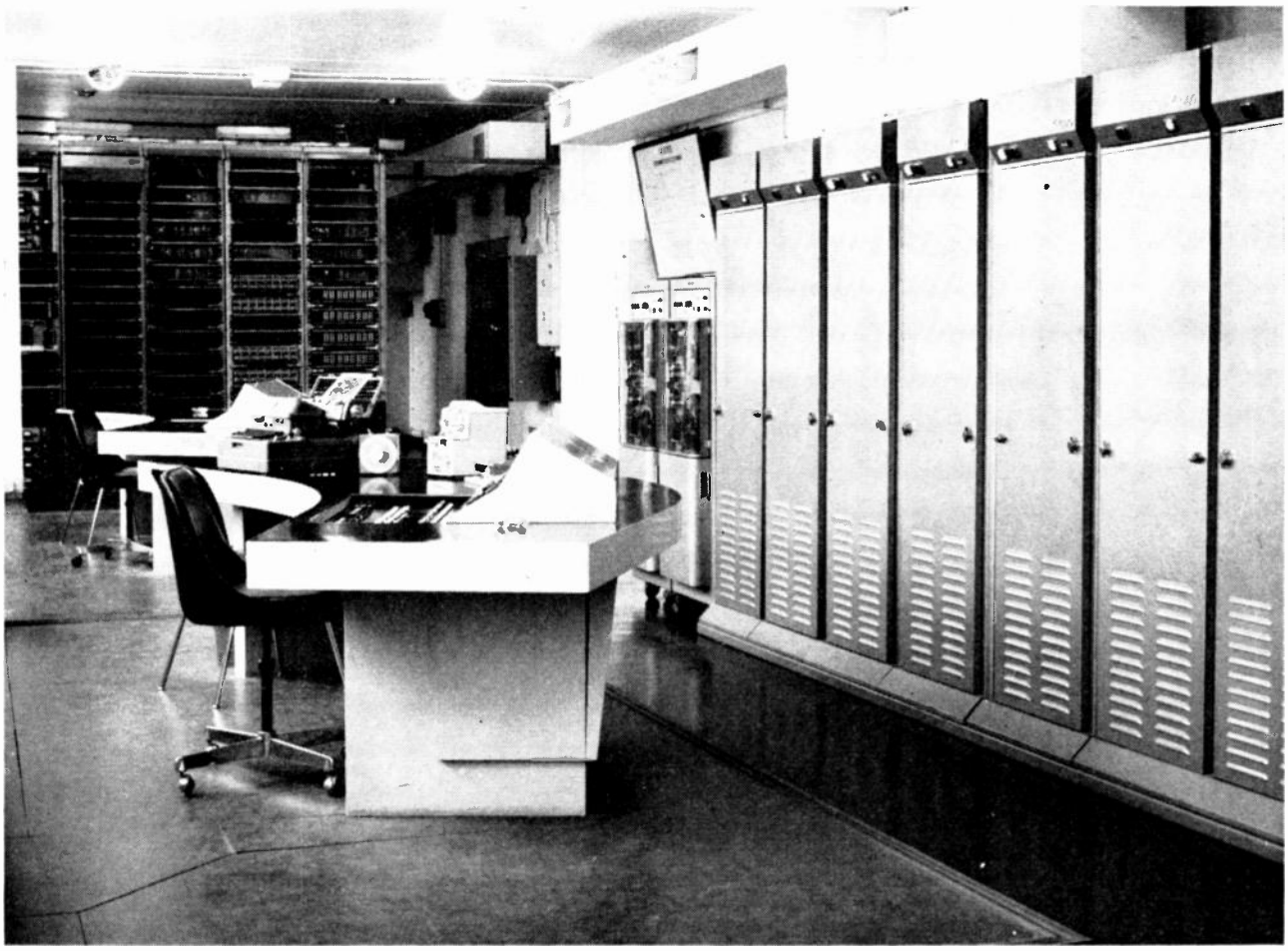
Le premier, ARISTOTE, est un central électronique dont le réseau de connexion est constitué à partir de points de croisement à semiconducteurs et dont l'organe central de commande est un calculateur universel, nommé RAMSÈS I, assisté d'une unité décentralisée appelée « explorateur ». Il est conçu pour une capacité de 10 000 à 40 000 abonnés.

Le second, SOCRATE, est du type semi-électronique, puisque son réseau de connexion est à base de commutateurs crossbar, et qu'une partie des fonctions, confiées dans les centraux classiques à des joncteurs électromécaniques, a été laissée à ces organes. La partie centrale comporte des calculateurs à programme enregistré, spécialisés pour la commutation et la gamme des capacités prévue va de 4 000 à 20 000 abonnés. Décrivons maintenant avec quelques détails chacun de ces systèmes et donnons des indications sur leur technologie et l'exploitation qui est assurée à LANNION.

1.1. LE SYSTÈME ARISTOTE

Il est organisé selon une hiérarchie à quatre niveaux (fig. 1).

Au premier, nous trouvons les installations d'abonnés, c'est-à-dire, le poste téléphonique et la ligne qui lui est associée jusqu'au premier étage de commutation.



Vue générale de l'autocommutateur électronique Aristote en service à Lannion (cliché CNET)

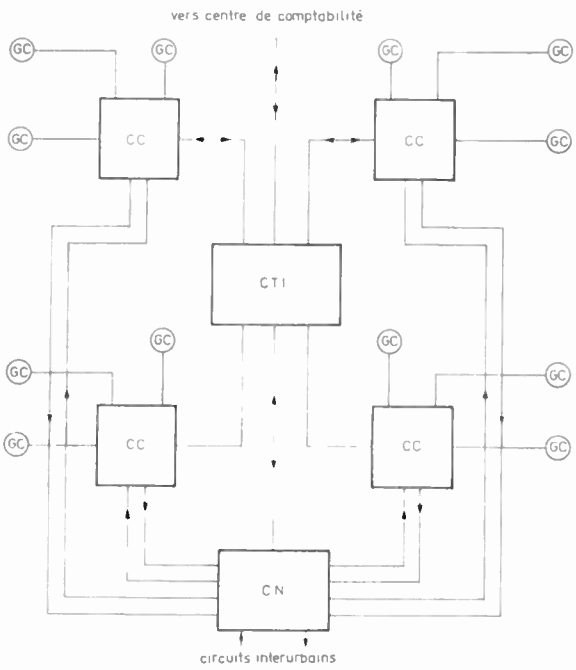


FIG. 1. — Organisation d'ensemble du système Aristote

Le second niveau est constitué par les étages de concentration (concentrateurs ou satellites), normalement implantés à une certaine distance du central pour économiser des câbles, mais pouvant aussi être situés au central lui-même et constituer alors les premiers étages du réseau de commutation. Nous désignerons ces divers équipements sous le terme général de « Groupe de Concentration » (GC).

Le troisième niveau de la hiérarchie comprend le réseau central de commutation et les organes de commande et de supervision qui lui sont associés : nous désignerons tout cet ensemble sous le nom de « Centre de Commutation » (CC). Il comprend, d'une part, les organes propres au réseau de connexion électronique qui permettent le test et le choix des itinéraires, leur connexion et leur déconnexion selon les instructions issues du calculateur, d'autre part, les organes périphériques à fonctionnement autonome qui desservent les mêmes lignes : l'explorateur, capable d'interpréter les informations entrantes véhiculées par ces lignes en analysant leur état instantané et le distributeur chargé de commander les émissions des signaux et les manœuvres de relais électromécaniques.

Au dernier niveau, le plus central, que nous appellerons « Centre de Traitement des Informations »

(CTI), nous trouvons finalement l'organe calculateur chargé de coordonner le fonctionnement de tous les organes périphériques en recevant et interprétant les signalisations qu'ils fournissent, en prenant les décisions conformes au programme qui est lui-même établi en fonction du cahier des charges, et en élaborant les diverses instructions de commande nécessaires.

1.1.1. *Eléments constitutifs du système* (fig. 2)

a) Les groupes de concentration ou concentrateurs

Les concentrateurs se chargent seuls de la détection des appels des abonnés qui y sont raccordés, et de la connexion de ces abonnés sur une ligne de concentration.

Sur ordre du calculateur, ils connectent un abonné demandé en choisissant eux-mêmes une ligne de concentration, ils déconnectent ou identifient un abonné relié à une ligne de concentration.

Le *distributeur* est l'organe de sortie par lequel le calculateur émet les signaux nécessaires au fonctionnement du central électronique. C'est essentiellement un décodeur fonctionnant sur ordre du calculateur.

Les sorties du décodeur actionnent un certain nombre de relais ou de basculeurs électroniques.

c) Le Centre de Traitement des Informations (Calculateur RAMSÈS)

Le calculateur RAMSÈS est un calculateur universel rapide à structure parallèle. Il dispose de mémoires rapides permanentes, qui contiennent le programme, de mémoires rapides temporaires, qui constituent un certain nombre d' « enregistreurs » (groupes de plusieurs mots) où sont rassemblées toutes les informations intéressant l'établissement ou la rupture d'une communication, des mémoires lentes comme les tambours magnétiques (taxation et tables de traduction) et les bandes magnétiques (maintenance).

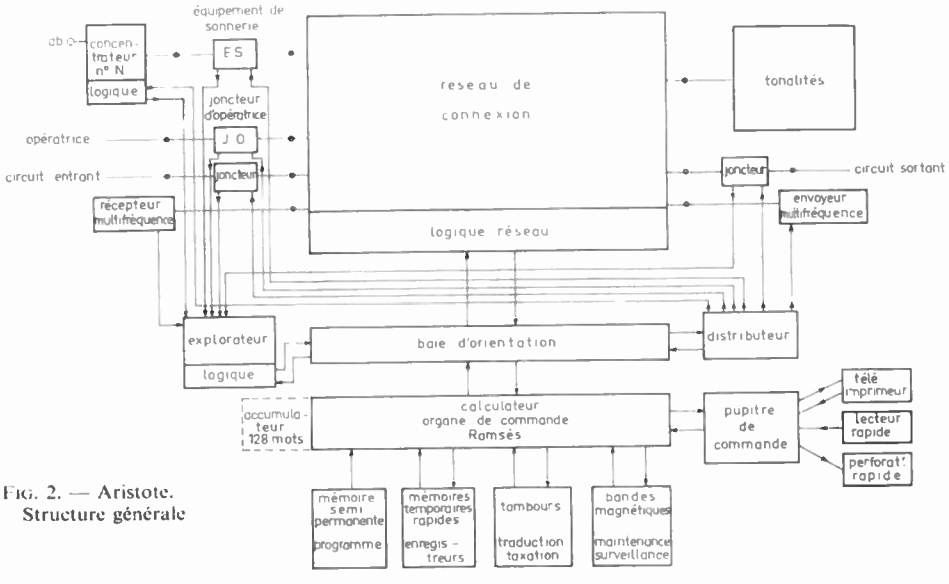


FIG. 2. — Aristote. Structure générale

b) Le centre de commutation

Le *réseau de connexion* choisit lui-même l'itinéraire pour connecter deux lignes dont les numéros lui sont précisés par le calculateur. Il identifie, avec ou sans déconnexion, un itinéraire de la ligne d'extrémité quand le calculateur lui donne le numéro d'une ligne d'origine.

Des ordres spéciaux, permettent d'imposer un itinéraire précis, d'où il résulte que la maintenance du réseau peut être faite par programme ; de plus le changement d'une matrice ne nécessite par l'arrêt du réseau.

L'*explorateur*, organe d'entrée du calculateur, lui fournit des informations assez élaborées. C'est ainsi qu'il communique au calculateur la numérotation des abonnés, les signaux issus des concentrateurs, etc. chiffre par chiffre et non plus impulsion par impulsion. Le calculateur est déchargé d'une tâche importante mais très répétitive qui limite notablement le nombre des abonnés susceptibles d'être desservis par un calculateur universel.

1.2. LE SYSTÈME SOCRATE

1.2.1. *Caractères principaux*

Ce système comporte essentiellement des organes de commande centralisés électroniques, dénommés *multienregistreurs*, pour réaliser toutes les fonctions de décision et de traitement d'information et un réseau de connexion qui, dans la version originale, est constitué de commutateurs de type crossbar classique commandés par une logique électronique autonome (fig. 3).

Si sa conception d'ensemble l'apparente très nettement aux systèmes entièrement électroniques, il garde toutefois des systèmes électromécaniques bon nombre de caractères plus ou moins liés à la nature du réseau de paroles utilisé : circuits de sélection et joncteurs, récepteurs et envoyeurs sont restés des organes spécialisés. Comme dans ces systèmes également, la sécurité de fonctionnement est recherchée par une multiplication des organes essentiels (multienregistreurs) et en les faisant se partager le trafic

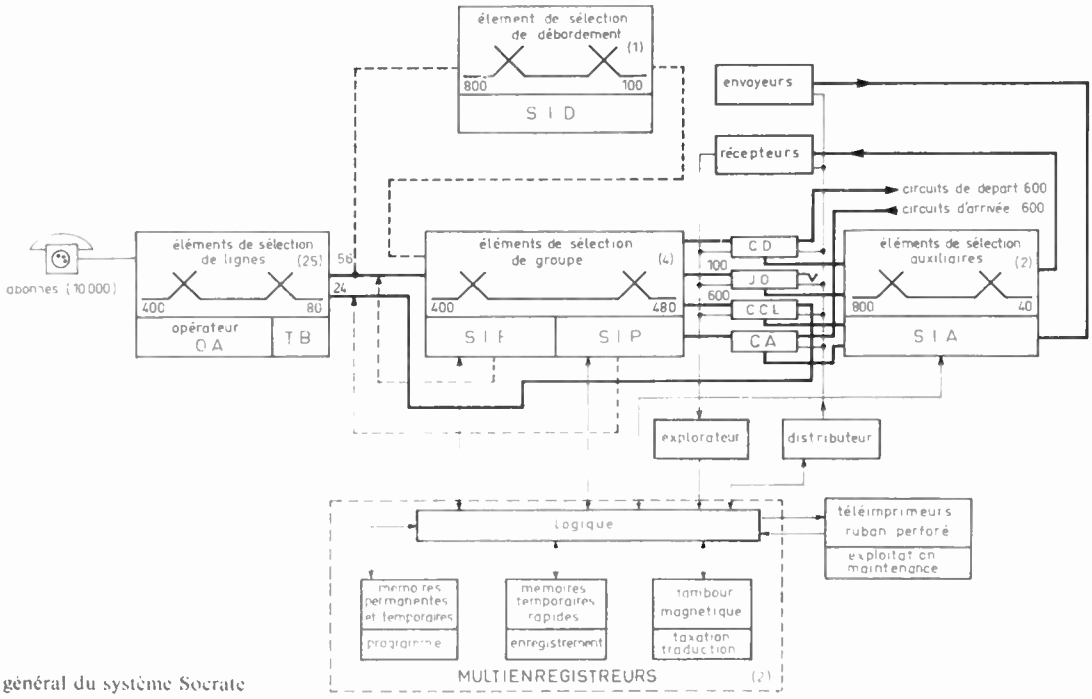


FIG. 3. — Diagramme général du système Socrate

Multienregistreurs (calculateurs spécialisés de commande) de l'autocommutateur semi-électronique en service à Lannion (cliché CNET)

à desservir, plutôt que par une duplication rigoureuse assortie d'un contrôle mutuel permanent. On ne sera donc pas étonné de retrouver, au niveau de la distribution des appels sur ces organes, des problèmes de concurrence bien connus en commutation, problèmes qui sont ici résolus par un multiplexage temporel.

Mais l'aspect le plus caractéristique du système résulte évidemment de la commande centralisée par programme enregistré qui le différencie nettement des systèmes à logique câblée et lui apporte toute sa souplesse.

L'ensemble des opérations automatiques qui permettent à un central téléphonique de recevoir les appels des abonnés, d'interpréter leurs ordres, de les relier à leurs correspondants, d'entrer en relation avec d'autres centraux et finalement de calculer le prix des communications a été analysé et décomposé en opérations suffisamment élémentaires pour que le nombre total de micro-instructions différentes soit très limité. En pratique, tout le fonctionnement du central est reconstitué par des séquences d'instructions élémentaires (que l'on appelle « ordres » ou « fonctions ») prises dans un « alphabet » de 256 caractères.

1.2.2. *Localisation des principales fonctions*

La détection des appels est faite au niveau de l'élément de sélection de lignes par une exploration séquentielle systématique des joncteurs d'abonnés qui conservent leurs relais d'appel et de coupure de type classique. Cette exploration est commandée par l'organe logique électronique associé à cet élément de sélection et désigné sous le nom *d'opérateur*. L'opérateur, réalisé en logique câblée et dont le fonctionnement est relativement autonome, peut communiquer aux organes logiques du réseau de connexion des informations sur l'état des lignes d'abonnés et l'identité des appelants : il peut préparer les opérations de sélection et de connexion par un marquage ; il peut enfin recevoir du central les ordres relatifs aux sélections finales qui lui permettent de faire les marquages convenables.

La fonction de *sélection des itinéraires* fait intervenir les divers organes logiques du réseau de connexion. Notons simplement que ces organes logiques reçoivent leurs ordres des multienregistreurs sous une forme globale, à savoir l'identité des lignes ou joncteurs à connecter. Le test des itinéraires possibles et le choix de l'un d'eux, l'utilisation éventuelle d'un chemin à travers l'étage de débordement sont entièrement à leur charge, le multienregistreur recevant simplement un compte rendu de l'exécution des ordres qu'il donne. Pour cela, les organes logiques du réseau de connexion ont la possibilité de tester directement l'état des diverses jonctions par des moyens électroniques, donc très rapides.

Les commutateurs utilisés étant de type classique, le maintien des itinéraires établis a lieu de la manière habituelle (maintien des électros assuré sur un fil spécial parallèle au fils de conversation et commuté avec eux). Il n'y a donc pas de problèmes nouveaux pour la déconnexion des itinéraires en fin de communication.

Les fonctions pour lesquelles le système SOCRATE, comme le système ARISTOTE, s'écarte le plus des systèmes de commutation classiques sont naturellement celles dans lesquelles on peut le plus bénéficier des avantages de l'électronique : rapidité, puissance de calcul, capacité de mémoire.

Pour l'enregistrement de la numérotation et la supervision des communications, on a conservé le principe classique de la détection des événements remarquables dans un organe de la chaîne situé à un niveau concentré : circuit de connexion local ou joncteur, qui possède par conséquent des points de test associés à l'état des lignes d'abonnés (c'est en général un relais de type classique). La collecte de ces informations au niveau des joncteurs est effectuée par les multienregistreurs par l'intermédiaire d'organes électroniques explorateurs capables de donner sur commande l'état instantané d'un point de test quelconque, l'interprétation du résultat étant du ressort du multienregistreur.

Les enregistreurs et les taxeurs des systèmes électromécaniques n'apparaissent plus en tant qu'organes individualisés et leurs fonctions se trouvent dissociées alors qu'eux-mêmes se trouvent regroupés. Plus exactement, la partie de ces organes qui a une fonction purement d'enregistrement (enregistrement des chiffres reçus ou traduits, des discriminations, des éléments de taxation, des indications de durée, etc.) est remplacée par des cases de rangement dans les mémoires temporaires, tandis que la partie logique qui définit leur comportement au moyen d'un automatisme à séquences se reconnaît beaucoup plus difficilement dans le programme de fonctionnement du multienregistreur. De la même façon, le classique compteur de l'abonné devient une portion de la surface du tambour magnétique ce qui permet d'effectuer le relevé à distance des informations de *taxation* sans difficulté.

La fonction de *traduction*, déjà centralisée dans les systèmes électromécaniques en un très petit nombre d'organes à haut rendement, est obtenue par consultation de tables placées en mémoire mais ce processus n'est pas réservé uniquement à la traduction, au sens classique (traduction de préfixe permettant de définir l'acheminement, traduction du numéro demandé permettant de trouver l'équipement de ligne associé). Il est étendu aussi à la recherche des discriminations par exemple.

Les dispositifs *d'essais systématiques et de maintenance* se trouvent, eux aussi, remplacés par des séquences spéciales du programme qui ont pour rôle d'élaborer des ordres variés et de vérifier leur exécution. La communication avec le personnel d'exploitation se fait uniquement au moyen d'un téléimprimeur, possédant un lecteur et un perforateur de ruban de papier, et grâce auquel le multienregistreur peut fournir le compte rendu de ses observations ou recevoir des instructions nouvelles.

1.3. TECHNOLOGIE

Du point de vue des circuits logiques et des mémoires, la technologie des deux autocommutateurs a été unifiée. C'est ainsi que la logique utilisée est du type modulaire à base de circuits NI à trois

entrées, réalisés avec des semiconducteurs au germanium. Quant aux mémoires, elles sont de trois types :

— mémoires temporaires rapides à tores de ferrite constituées de blocs de 1 024 mots de 32 éléments binaires ayant un temps de cycle de 4 microsecondes,

— mémoires semi-permanentes rapides à tores de ferrites câblés en cartes de 128 mots de 32 éléments binaires (temps de cycle de 4 à 10 microsecondes), elles-mêmes groupées en blocs de 1 024 mots.

— mémoires à tambour magnétique comportant 16 384 mots de 32 éléments binaires avec un temps d'accès moyen de 10 millisecondes.

Les relais utilisés dans les divers organes du centre sont du type crossbar nomalisé et les explorateurs réalisés selon le cas avec des tores de ferrite ou des semiconducteurs.

On a vu par ailleurs que les points de connexion étaient du type à semiconducteurs (circuit à deux transistors complémentaires) ou du type crossbar (modèle CP 400).

Les ateliers d'énergie sont constitués par des alimentations régulées branchées sur le secteur et décentralisées dans le système ARISTOTE ; dans le système SOCRATE, l'alimentation se fait à partir de batteries munies de régulateurs et éventuellement de convertisseurs et d'onduleurs, en vue d'assurer un service permanent.

Les calculateurs ont été construits dans des baies de 2 m de hauteur environ, définies par le groupe prototype du Département Recherches sur les Machines Electroniques du CNET, tandis que les réseaux de connexion étaient installés dans des baies normalisées SO.CO.TEL de 2,85 m.

1.4. EXPLOITATION A LANNION

Les abonnés du centre électronique sont reliés au réseau général par 10 circuits de départ et d'arrivée de l'autocommutateur public de LANNION. Ceux-ci sont partagés également entre ARISTOTE et SOCRATE, ils sont exploités en signalisation interurbaine automatique décimale.

Si l'un de ces centraux ne peut écouler tout son trafic sortant, par suite de l'indisponibilité des circuits raccordés sur lui, il a la possibilité de faire transiter ce trafic par l'autre central.

Le personnel d'exploitation d'ARISTOTE et SOCRATE dispose d'un téléimprimeur - perforateur, et d'un lecteur de bandes pour entrer des informations dans le central ou pour lui demander des renseignements. ARISTOTE possède également un lecteur rapide (1 000 caractères par seconde) et un perforateur rapide (110 caractères par seconde).

Toutes ces informations entrent ou sortent en clair, ou codées très simplement. Pour résilier un abonné, par exemple, il suffira de préciser le code signifiant « résiliation » suivi du numéro de l'abonné.

Les comptes de taxation des abonnés ainsi que les statistiques de trafic tenues par le centre peuvent être exportés sur les téléimprimeurs pendant la marche normale du central. Il est possible aussi de surveiller les abonnés et de noter tous les renseignements concernant leur trafic, ce qui permet de supprimer les machines enregistreuses.

Enfin, un certain nombre de nouveaux services sont à la disposition des abonnés du centre électronique :

Numérotation abrégée : Les postes ont la possibilité d'appeler cinq postes de leur choix raccordés à ARISTOTE, à SOCRATE ou au central de LANNION en ne composant que trois chiffres au cadran (111 à 115).

Transfert au cadran : Les abonnés peuvent, par simple manœuvre de leur cadran de numérotation, renvoyer leur trafic d'arrivés sur un poste choisi parmi ceux d'ARISTOTE, de SOCRATE ou de LANNION. L'annulation se fera de la même façon.

Transfert à la demande : Les abonnés ne bénéficiant pas du service précédent ont la possibilité de faire transférer leur trafic d'arrivée sur un autre poste en appelant le poste de maintenance.

Dernière imputation : Les postes non situés dans le Centre de Recherches de LANNION ont la possibilité de connaître la dernière imputation faite à leur compte, en appelant le poste de maintenance.

1.5. MISE EN SERVICE

Les équipements des projets SOCRATE et ARISTOTE étudiés par le département Recherches sur les Machines Electroniques du C.N.E.T. ont été montés et essayés partiellement à ISSY-LES-MOULINEAUX puis transférés à LANNION, le premier au début de janvier 1964, le second en septembre de la même année.

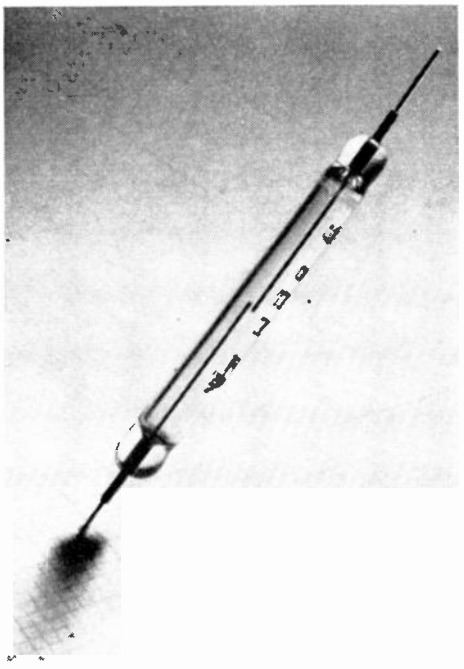
Le système SOCRATE a été mis en exploitation réelle avec des abonnés du 6 novembre 1964 au 19 février 1965. Il a subi alors une extension importante tendant à la duplication de tous les organes en vue d'obtenir une qualité de service encore supérieure à celle, déjà très satisfaisante, obtenue en exploitation réelle. Les abonnés ont été à nouveau raccordés à l'autocommutateur le 1er septembre 1965 et, depuis, leur trafic est écoulé dans d'excellentes conditions.

Quant à l'autocommutateur ARISTOTE, il a reçu, lui aussi, des abonnés réels à partir du 10 février 1965. Le centre électronique est maintenant observé avec le plus grand soin afin de profiter au maximum des enseignements fournis par cette importante expérience.

1.6. UNE RÉALISATION CONDUITE PAR L'INDUSTRIE : ARTEMIS

Dans la voie ouverte par les projets SOCRATE et ARISTOTE, un nouveau pas a été franchi par l'association, dans le cadre de SO.CO.TEL, avec une Société constructrice — L.M.T. — pour mettre en essais d'exploitation dans son usine de Boulogne l'autocommutateur ARTEMIS.

Construit à partir des schémas du département Recherches sur les Machines Electroniques du C.N.E.T. par le Laboratoire Commun de SO.CO.TEL à



Contact scellé (cliché CNET)

Lannion et la Société intéressée, ARTEMIS utilisant le programme enregistré et un réseau de connexion à relais à tiges, constitue une étape d'essais vers l'exploitation en service public d'un central électronique de ce type.

2. L'étude des réseaux intégrés de commutation temporelle

Les systèmes intégrés de commutation temporelle sont des systèmes de télécommunication dans lesquels les principes du multiplexage par répartition dans le temps et de la modulation par impulsions codées sont appliqués à la fois dans les centres de commutation et sur les lignes de transmission.

Rappelons-les brièvement :

2.1. La répartition dans le temps

La répartition dans le temps repose sur une opération fondamentale appelée « échantillonnage » qui consiste à substituer au signal téléphonique, émis par le microphone, une suite d'échantillons de très courte durée prélevés périodiquement. Le résultat de l'opération se présente sous la forme d'une suite d'impulsions périodiques dont les amplitudes sont égales à l'amplitude du signal aux mêmes instants (modulation d'impulsions en amplitude - MIA).

A partir de cette suite d'impulsions, il est possible de reconstituer le signal original, grâce à un dispositif d'intégration constitué, le plus généralement, par un simple filtre passe-bas.

Ce procédé est un peu analogue à celui du cinéma dans le domaine de la vision, où le film permet de donner une image du mouvement continu bien qu'il soit constitué par une suite de photographies qui sont autant d'échantillons.

Si la vitesse de défilement des clichés est assez grande, le spectateur ne perçoit pas les discontinuités : pour la modulation d'impulsions il en est de même et le signal original peut être reconstitué sans altérations si la fréquence d'échantillonnage est assez élevée.

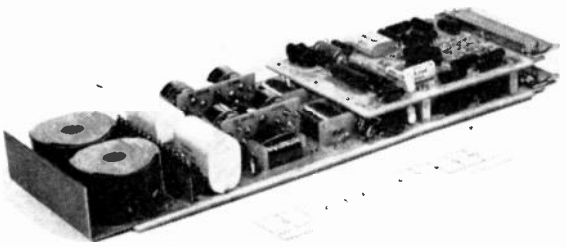
La théorie et l'expérience montrent qu'elle doit être supérieure au double de la fréquence la plus élevée du signal à transmettre. Pour la bande téléphonique 300 - 3 400 Hz, elle est généralement égale à 8 kHz.

Et on conçoit que l'on puisse utiliser les temps « morts » entre les échantillons, pour transmettre d'autres suites d'impulsions correspondant à d'autres communications, réalisant ainsi le multiplexage temporel de plusieurs voies sur la même ligne.

2.2. La modulation codée

La modulation par impulsions codées, repose sur une autre opération fondamentale appelée « quantification » qui consiste à substituer, à la valeur de l'amplitude de l'échantillon, la valeur approchée la plus voisine choisie parmi une suite de valeurs discrètes prédéterminées.

Cette opération introduit une distorsion qui apparaît comme un bruit superposé, d'autant plus important que les approximations sont plus grossières. Cependant, il faut indiquer que le rapport de la puissance du signal à celle du bruit de quantification est le paramètre principal qui définit la qualité du signal reçu.



Carte enfichable comportant deux équipements individuels d'abonnés (cliché CNET)

D'où la mise en œuvre de lois non linéaires (généralement voisines de la loi logarithmique), selon lesquelles les valeurs discrètes sont inégalement réparties le long de la gamme d'amplitudes ; très rapprochées dans la région des amplitudes faibles, elles sont plus éloignées l'une de l'autre dans la région des grandes amplitudes.

Le codage consiste ensuite à remplacer l'échelon quantifié par sa valeur exprimée, par exemple en numération binaire, à l'aide d'une combinaison d'impulsions égales (modulation d'impulsions codées - MIC).

Le nombre des impulsions constitutives de chaque combinaison dépend du nombre de valeurs discrètes transmises : ainsi dans le cas, généralement admis pour le signal téléphonique, de 128 valeurs, soit

27, il suffit de 7 impulsions pour distinguer toutes les combinaisons.

Toutes ces opérations aboutissent finalement à la transformation du signal analogique engendré par le microphone en un signal purement numérique dont la propriété est d'être moins « fragile » car il peut être « régénéré ». En effet, la seule condition étant de pouvoir discerner avec certitude la présence des impulsions, il est possible de remplacer des combinaisons d'impulsions altérées au cours de la transmission (bruits, diaphonie, etc.) par des combinaisons équivalentes d'impulsions exemptes de défaut.

On conçoit que la transmission d'un signal de ce type offre certaines facilités, en particulier celles de pouvoir s'accommoder de rapports signal sur bruit relativement faibles et surtout de ne réclamer aucune condition de linéarité.

En pratique, ces facilités se traduisent par la possibilité de constituer des tronçons d'amplification plus longs et d'utiliser des répéteurs très simplifiés.

En contrepartie, la modulation codée conduit à un accroissement de la bande passante nécessaire. A titre indicatif, signalons que, pour un même nombre de voies, la transmission par impulsions codées occupe une bande de fréquences environ 10 à 15 fois plus large que celle occupée par les systèmes à courants porteurs.

Mais, globalement, la modulation par impulsions codées présente bien des avantages, d'une part, à cause de la simplification du matériel, tant en ce qui concerne les relais que les équipements terminaux, et, d'autre part, surtout en raison de l'indépendance entre les caractéristiques de transmission des liaisons réalisées et celles des lignes support.

Il faut d'ailleurs remarquer que l'emploi de la modulation codée ne résulte pas du seul souci de transmettre des signaux sous forme numérique, mais surtout du fait que c'est le seul type de modulation par impulsions susceptible d'être transmis sur les lignes en câble du réseau téléphonique. Les irrégularités des lignes existantes produisent en effet des réflexions qui, dans le cas de la répartition dans le temps, engendrent des diaphonies entre voies qu'il est impossible d'éliminer, même dans les cas de modulation d'impulsions en durée ou en position.

Pour profiter pleinement des avantages de la modulation codée, il est évident que les transformations analogique-numérique et numérique-analogique doivent être effectuées le plus près possible des abonnés.

D'où l'idée des réseaux dits intégrés dans lesquels les équipements de modulation sont disposés au niveau des lignes d'abonnés, à l'entrée des centres de commutation, les informations étant acheminées d'un bout à l'autre de la liaison sous la forme de modulation par impulsions codées.

2.3. Les réseaux intégrés

2.3.1. *Structure générale du système Platon* (fig. 4)

La structure générale repose sur une unité de base, constituée par un ensemble de centres de commutation groupés autour d'un centre de traitement des informations (CTI), qui exerce un contrôle permanent sans toutefois participer directement aux opérations courantes de la commutation automatique.

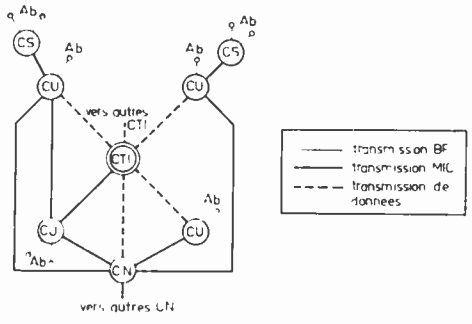


Fig. 4. — Structure générale du système Platon

Parmi les cenres de commutation, on distingue les centres urbains (CU) qui desservent des lignes d'abonnés et les centres nodaux (CN) qui jouent uniquement le rôle de centres de transit.

Les centres de commutation (urbains ou nodaux) ressemblent aux centraux automatiques traditionnels par le fait qu'ils assurent toutes les opérations de commutation, le centre de traitement des informations est, au contraire, un organe nouveau chargé de toutes les opérations auxiliaires liées soit au contrôle du bon fonctionnement des centres de commutation (test, maintenance), soit à l'automatisation de leur exploitation (relevé des comptes d'abonné, observations de trafic, etc.).

Cette organisation est une conséquence de l'avènement de l'électronique dans le domaine de la commutation qui permet, grâce à sa rapidité, de centraliser un grand nombre d'opérations dans un organe unique dont le fonctionnement est fixé par un « programme ».

Mais elle répond aussi au souci de la sécurité de fonctionnement par le fait que les fonctions centralisées ne participent pas directement à l'établissement des communications. Elles peuvent donc être accomplies au mieux des possibilités de l'installation, ce qui permet, par exemple, de tolérer certaines interruptions dans le fonctionnement du centre de traitement des informations sans que l'exploitation du réseau téléphonique en soit perturbée.

2.3.2. *La synchronisation*

La concentration temporelle des communications conduit à une diminution du nombre des lignes métalliques tendant en apparence à une simplification des réseaux de connexion, mais elle pose, par contre, un problème particulier : celui de la synchronisation des voies temporelles des différentes lignes support. Or, le transfert direct des informations d'une voie temporelle à une autre ne peut se faire que si ces voies coïncident exactement dans le temps.

A défaut de dispositions particulières, les possibilités de connexion semblent donc extrêmement réduites car, non seulement elles sont limitées aux voies temporelles apparaissant aux mêmes instants, mais de plus il faut que les coïncidences soient

maintenues pendant des périodes suffisamment longues, au moins pendant toute la durée des conversations.

Cette dernière condition est d'ailleurs pratiquement irréalisable dans un réseau de télécommunications étendu car elle impose non seulement une parfaite égalité des fréquences d'échantillonnage déterminées aux deux extrémités des liaisons par des horloges locales, mais aussi une parfaite stabilité des temps de transmission des lignes.

2.3.3. *Les réseaux asynchrones*

Et c'est pourquoi on ne peut raisonnablement imaginer les centres de commutation temporelle des réseaux intégrés autrement qu'en ayant la possibilité de transférer les informations à la fois d'une ligne à une autre et aussi d'un instant à un autre.

Ce transfert temporel peut être réalisé à l'aide d'un élément « mémoire » dont la mise en œuvre ne soulève aucune difficulté, car les informations sont exclusivement numériques.

De nombreux procédés peuvent être envisagés pour effectuer la commutation des voies temporelles, mais celui qui paraît présenter le plus d'intérêt et offrir les possibilités les plus étendues consiste à disposer d'un élément mémoire tampon pour chaque voie temporelle entrante. Les impulsions transmises par une voie temporelle sont enregistrées, dès leur arrivée, dans la mémoire-tampon affectée à cette voie, effaçant en même temps celles qui ont été transmises lors du précédent échantillonnage.

Ces impulsions peuvent être ensuite lues et transmises sur une autre voie temporelle sortante, c'est-à-dire à un instant déterminé par la voie sortante elle-même ou plus exactement par l'horloge qui conditionne ses instants d'apparition.

2.3.4. *Les réseaux sans blocage*

La présence de ces mémoires-tampon, ajoutée au fait que le nombre de lignes métalliques est réduit par suite du multiplexage dans le temps, permet d'envisager la réalisation de réseaux de connexion « sans blocage », c'est-à-dire dans lesquels une voie temporelle quelconque peut être mise en communication avec toute autre voie temporelle inoccupée, quel que soit l'état d'occupation du réseau.

Cette possibilité, qui ne peut être obtenue avec les systèmes de commutation spatiale en raison de la multiplication exagérée du nombre des points de connexion qui en résulterait, confère aux systèmes temporels un intérêt particulier.

2.4. Les erreurs de transmission

Si les fréquences de répétition des voies temporelles, sur les lignes entrantes et sortantes, sont égales, le transfert des informations se fait correctement, si, au contraire, elles sont différentes, des erreurs prennent naissance.

Elles se traduisent par le fait que, de temps en temps, une combinaison d'impulsions est retransmise deux fois de suite ou au contraire est perdue, selon que la fréquence de répétition des voies temporelles sortantes est plus élevée ou plus faible que celle des voies temporelles entrantes.

Le taux d'erreur est directement lié à la différence de fréquence ; ainsi, pour un écart de 10^{-6} par exemple, et dans le cas du signal téléphonique échantillonné 8 000 fois par seconde, il en résultera une erreur de transmission toutes les 125 s, ce qui est parfaitement admissible.

2.5. L'introduction dans le réseau existant (fig. 5)

L'étude d'un système de commutation n'est pas limitée à la définition des éléments constitutifs d'un réseau intégré homogène, c'est-à-dire idéal ; encore faut-il examiner les possibilités d'introduction dans le réseau existant.

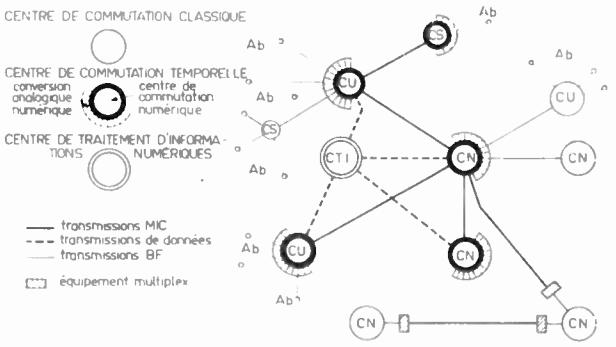


FIG. 5. — Exemple d'intégration d'un système de commutation temporelle dans le réseau téléphonique général.

On peut distinguer deux voies principales selon que l'on installe en premier lieu des centres de commutation temporelle ou des liaisons multiplex point à point à modulation codée.

Il est possible, par exemple, que la nécessité d'accroître la capacité des jonctions dans un grand réseau urbain conduise à installer d'abord des liaisons multiplex, puis à remplacer, le moment venu, les centres de commutation classique par des centres temporels, les équipements terminaux des centres de transit devenus alors sans objet, pouvant être récupérés.

Mais on peut également très bien envisager la transformation du réseau à partir de la mise en place d'installations de commutation temporelle s'étendant progressivement.

Quoi qu'il en soit du processus de développement, une période transitoire extrêmement longue ne saurait être évitée, au cours de laquelle certaines communications à grande distance risquent d'emprunter des liaisons constituées par plusieurs tronçons exploités en modulation codée avec des démodulations intermédiaires.

Non seulement on ne profitera pas alors pleinement des possibilités de la modulation codée mais, de plus, les imperfections qui peuvent y être rattachées risquent d'être cumulatives.

D'où la nécessité de définir un système dont certaines performances doivent être plus poussées que ce qu'exigerait normalement un réseau homogène idéal.

2.6. Avantages de la commutation temporelle intégrée

On peut cependant espérer retirer bien des avantages, dont certains immédiats, de l'introduction des systèmes de commutation temporelle dans le réseau téléphonique général.

En dehors de ceux qui résultent directement de l'électronique (absence de bruit et d'usure, excellente qualité de service due à la grande rapidité des opérations et à la possibilité d'offrir aux usagers des services nouveaux, automatisation de l'exploitation des réseaux, etc.), les systèmes temporels offrent une souplesse toute particulière :

— possibilité d'acheminer directement les informations à caractère numérique (transmission de données, télégraphe, etc.) ;

— possibilité de constituer simplement des voies à large bande, par groupement de plusieurs voies temporelles (une voie radio de 16 kHz de bande passante peut, par exemple, être réalisée en groupant quatre voies temporelles régulièrement espacées, ce qui permet de quadrupler la fréquence d'échantillonnage relative à la voie résultante.

Par ailleurs, ils doivent permettre de réaliser des installations d'un encombrement extrêmement réduit.

Enfin les réseaux de connexion sans blocage interne entraîneront un rendement très élevé des lignes de transmission.

C'est pour ces raisons que des recherches importantes ont été entreprises au C.N.E.T. à Lannion sur la commutation électronique temporelle. Sous le nom de système Platon, une expérience d'équipement de toute une zone téléphonique dispersée est en cours. Ces travaux viennent compléter ceux que le Département Recherches sur les Machines Electroniques poursuit actuellement à Issy-les-Moulineaux sur la commutation électronique spatiale.

3. Les perspectives d'avenir

Les résultats très satisfaisants obtenus de la mise en service réel des centraux électroniques Aristote et Socrate ainsi que les perspectives encourageantes, quoique peut-être à plus long terme, du système de commutation temporelle intégrée Platon amènent à penser que l'expérience acquise par le Centre

Maquette de l'autocommutateur Platon (cliché CNET)

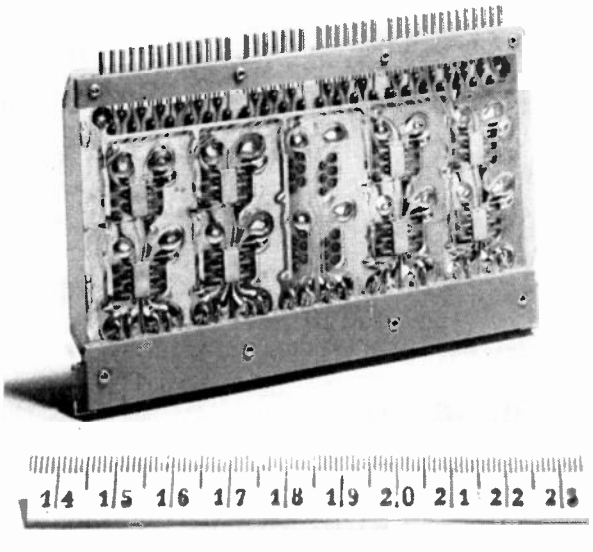
National d'Etudes des Télécommunications le qualifie pour proposer à l'Administration Française des Postes et Télécommunications les éléments de choix du système de commutation électronique le mieux adapté à ses besoins.

Mais ces besoins sont très divers puisqu'ils vont de l'équipement des zones rurales à faible densité téléphonique et large dispersion aux centres de commutation à très fort trafic, de 1 000 à 10 000 erlangs, pour les grandes villes.

Ainsi l'Administration a-t-elle entrepris de réaliser l'objectif proposé par le C.N.E.T. : un système unique répondant à tous ces besoins avec, bien entendu, la souplesse indispensable pour couvrir une gamme aussi étendue. Si la configuration des centres peut différer notablement selon leur capacité, il est concevable de bâtir un système sur une structure commune dont les principes restent valables pour tous les types de centres.

A cet effet, un tel système est en cours de définition sous le nom de PERICLÈS dans le cadre de la Société d'économie mixte SO.CO.TEL (1) : mettant en œuvre les enseignements rassemblés au C.N.E.T. par les systèmes expérimentaux décrits ci-dessus, il bénéficiera également de l'expérience acquise par les Industriels sur le plan du développement et de la technologie.

Cette entreprise doit conduire, dans l'esprit de ses initiateurs, à la solution commune d'un nouveau matériel de type « SO.CO.TEL » qui rassemble à la fois les idées créatrices du C.N.E.T. et l'expérience de tous ceux qui, en France, « savent faire » du matériel de commutation.



Carte de circuits logiques intégrés (cliché CNET)

(1) Groupant l'Administration française des Postes et Télécommunications et cinq constructeurs privés, l'Association des Ouvriers en Instruments de Précision, la Compagnie Industrielle des Télécommunications, la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques, la Société le Matériel Téléphonique, la Société Française des Téléphones Ericsson.

A la base de système PERICLÈS, on trouve en premier lieu le principe de la séparation des fonctions qui se traduit surtout par une définition précise des blocs fonctionnels qui composent un autocommutateur et qui, d'autre part, entraîne une structure hiérarchique des centres qui composent une zone téléphonique.

On a donc nettement précisé les fonctions de chaque centre dans un réseau ou de chaque bloc fonctionnel dans un centre, et constitué un cadre unique à l'intérieur duquel le système peut être bâti en faisant à peu près abstraction de la technologie utilisée.

Les grands principes retenus sont les suivants :

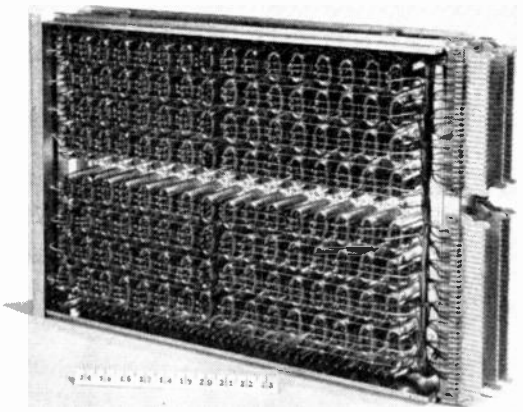
— Séparation des fonctions notamment la fonction de décision logique et la fonction de signalisation ;

— Centralisation des fonctions dans des organes spécialisés ;

— Sécurité de fonctionnement par duplication et entr'aide des organes spécialisés ;

— Souplesse obtenue par programme enregistré ;

— Centralisation de la maintenance.



Matrice de relais à contacts scellés étudié par la Société LMT pour l'autocommutateur électronique type Périclès qui sera mis en service dans la région parisienne, fin 1968 (cliché CNET).

Une maquette probatoire du système PERICLÈS est en cours de construction dans les laboratoires du C.N.E.T. à Issy-les-Moulineaux en étroite collaboration avec la Société Le Matériel Téléphonique (LMT). Elle sera essayée à partir de 1967. Un central prototype qui n'en diffèrera principalement que par la dimension de son réseau de connexion (2 000 lignes, équipement initial à 1 000 lignes, extensible à 30 000 lignes) est en cours de réalisation à Paris (Société LMT) pour le réseau de connexion et à Lannion (laboratoire commun de la SO.CO.TEL) pour les organes de décision logique.

Le central prototype sera mis en service dans la banlieue parisienne à la fin de 1968.

Les résultats de ces différentes recherches devront permettre, dans quelques années, à l'Administration Française des Postes et Télécommunications de choisir, en toute connaissance de cause, le système de commutation électronique le mieux adapté à ses besoins.

BIBLIOGRAPHIE

[1] LUCAS P., LEGARE R., DONDOUX J. — Les idées modernes en commutation téléphonique. *Commutation et Electronique*, avril 1965, pp. 5-37.

[2] LIBOIS L.-J. — Un nouveau système de commutation électronique à grande capacité. *Commutation et Electronique*, n° 1, novembre 1961.

[3] LUCAS P., DUQUESNE J. — Autocommutateur semi-électronique à programme enregistré. *Annales des Télécommunications*, novembre-décembre 1963, pp. 223-246.

[4] LIBOIS L.-J., LUCAS P., PROFIT A., ROUZIER M. — L'autocommutateur électronique expérimental de Lannion (projet Aristote). *Commutation et Electronique*, n° 6, avril 1964.

[5] DUQUESNE J., POULIQUEN J. — Le Centre de commutation électronique de Lannion. *Commutation et Electronique*, mars 1966, pp. 7-21.

[6] PINET A., MARTIN J., REVEL M. — Système de commutation électronique temporelle (projet Platon). *Commutation et Electronique*, n° 12, mars 1966, pp. 22-46.

L'O.R.T.F. A L'EXPOSITION UNIVERSELLE DE MONTRÉAL 1967

PAR

J. VIÉNOT

Ingénieur en chef à l'O.R.T.F.

Dans le cadre de l'Exposition Universelle de Montréal, l'O.R.T.F. a entrepris un gros effort de participation qui porte sur trois points précis.

1. Les archives sonores

Une présentation de ses archives sonores au 6e étage du Pavillon français qui est un des deux réservés à la Culture française et placés sous la responsabilité de M. Georges Emmanuel CLANCIER. Une reproduction du plan de ce 6e étage figure dans le cadre de cet article (fig. 1). On y remarque, à gauche et à côté de la librairie, une série de cabines d'écoute numérotées de 1 à 10, le tout couvrant une surface de 250 m2 environ.

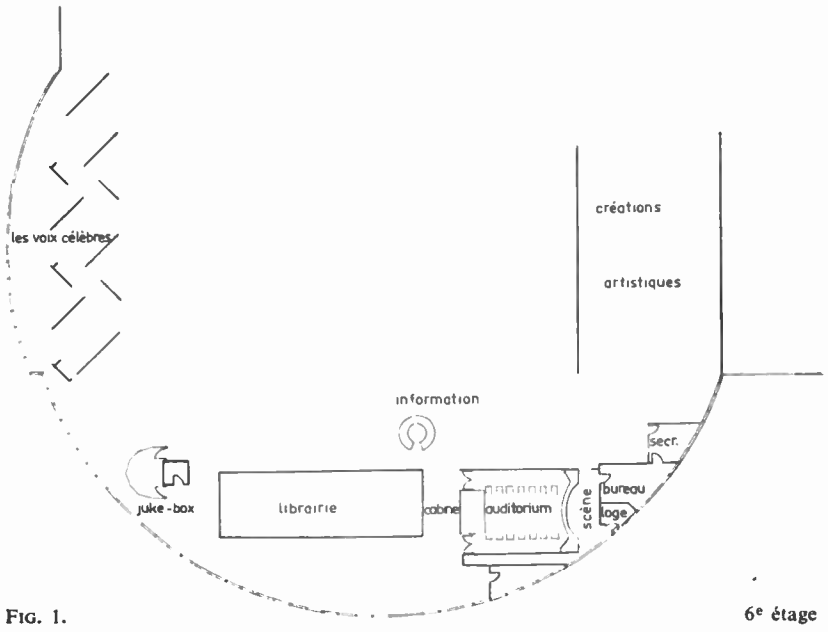


FIG. 1. 6e étage

Chacune des cabines, au milieu d'une présentation bibliographique et iconographique, est équipée d'un clavier de télécommande et d'un haut-parleur. Les machines télécommandées lectrices de disques sont rassemblées dans le local marqué « réserve » sur le plan : elles sont de fabrication française, fournies par les Ets MARCHANT, de Levallois. Quant à la télécommande, elle a été réalisée par les services d'installations de l'O.R.T.F. : les deux sélections qui sont nécessaires normalement pour le choix d'un disque ont été ramenées à une seule pour la commodité du fonctionnement en public. Bien entendu, tout monnayeur a été exclus. La chaîne de lecture BF se compose d'amplificateurs 3 watts construits par les Ets SCHLUMBERGER sur spécifications O.R.T.F. et des baffles ELIPSON spécialement étudiés pour l'usage : le son est rabattu vers le petit groupe d'auditeurs afin d'éviter, dans toute la mesure du possible, de perturber les autres points d'écoute nécessairement très proches.

Chacune des neuf premières cabines d'écoute est dédiée à quatre auteurs différents, chaque auteur étant représenté par quatre enregistrements tirés des archives de l'O.R.T.F. : « entretiens » avec l'auteur, pages lues par l'auteur, interviews, etc. Un cinquième enregistrement par cabine est consacré à un texte de présentation demandé à diverses personnalités des lettres françaises.

Enfin la dixième cabine constitue une « boîte à poèmes » présentant des œuvres de poètes contemporains allant de Blaise CENDRARS

et Léopold SENGHOR : au total 59 enregistrements et un texte de présentation de M. Georges Emmanuel CLANCIER.

Le détail des auteurs présentés par les neuf premières cabines est le suivant :

Cabine I

Préface de Pierre de BOISDEFFRE.

Voix de Paul CLAUDEL, André GDE, Paul VALÉRY, Roger MARTIN DU GARD.

Cabine II

Préface de Pierre DESCAVES

Voix de COLETTE, Jean GIRAUDOUX, Antoine de SAINT-EXUPÉRY, Albert CAMUS.

Cabine III

Préface de Maurice GENEVOIX.

Voix de François MAURIAC, Jules ROMAINS, Henry de MONTHERLANT, André MAUROIS.

Cabine IV

Préface de Gaétan PICON.

Voix de Jean GIONO, André MALRAUX, Jean-Paul SARTRE, Raymond QUENEAU.

Cabine V

Préface de Pierre Henri SIMON.

Voix de SAINT-JOHN PERSE, Pierre Jean JOUVE, André BRETON, Louis ARAGON.

Cabine VI

Préface de Max Pol FOUCHET.

Voix de Jacques PRÉVERT, Michel LEIRIS, Julien GRACQ, René CHAR.

Cabine VII

Préface de Georges NEVEUX.

Voix d'Armand SALACROUX, Jean ANOUILH, Samuel BECKETT, Eugène IONESCO.

Cabine VIII

Préface d'Yves BERGER.

Voix de Nathalie SARRAUTE, Marguerite DURAS, Alain ROBBE-GRILLET, Michel BUTOR.

Cabine IX

Préface de Paul RICŒUR.

Voix de Maurice MERLEAU-PONTY, Emmanuel MOUNIER, Claude LEVI-STRAUSS, Gabriel MARCEL.

2. Auditorium pour stéréophonie

Au 6e étage également, un petit auditorium d'une surface au sol de 60 m2 environ est équipé par l'O.R.T.F. mais non exploité par elle.

Y sont effectuées des démonstrations de stéréophonie à l'aide de matériel classique O.R.T.F. : magnétophone bipistes TOLONA, platines de lecture stéréo Pierre CLÉMENT, baffles sphériques ELIPSON. Le mélange et la chaîne d'amplification BF sont constitués de matériel normalisé O.R.T.F.

Un spectacle « diaporama » de Jean-Marie GRENIER est aussi présenté dans l'auditorium à l'aide d'un projecteur en fondu enchaîne « SIMDA » associé à un magnétophone 4 pistes entrant sur la chaîne O.R.T.F.

Enfin la cabine technique comporte un projecteur 16 mm double bande DEBRIE.

3. Présentation du procédé de télévision en couleur

Mais la présentation principale de l'O.R.T.F. concerne le procédé de télévision français couleur SECAM (IIIB). Cette présentation couvre tout le second étage du pavillon et une partie du 3e étage et est effectuée à l'aide du matériel que l'O.R.T.F. est en train de mettre en place en métropole pour le démarrage de la couleur en septembre 1967.

Des réductions des plans du 2e étage et de la partie O.R.T.F. du 3e étage illustrent également cet article (fig. 2 et 3).

On y trouve essentiellement un studio de télévision couleur et ses annexes : régie technique, salle des télécinémas et salle du magnétoscope, le tout vitré au maximum pour permettre au public d'assister au déroulement intégral des émissions.

Le reste de la surface est occupé par les bureaux des divers responsables, les locaux de maintenance, les services de production, loges d'artistes, discothèque, etc. On y trouve également une salle de visionnage et de projections ainsi qu'un petit studio de raccords et d'interviews (matériel technique SCHLUMBERGER et Pierre CLÉMENT).

Au total, la délégation de l'O.R.T.F. comprend 60 personnes sous la Direction de M. Marcel PETIT, délégué du Directeur Général de l'O.R.T.F. pour l'opération Montréal et sous la responsabilité technique du signataire de ces lignes, le responsable artistique — réalisateur étant M. Henri POLAGE.

Si l'on veut entrer dans le détail, disons que ce personnel comprend outre les responsables cités plus haut, 46 personnes affectées en permanence à l'Exposition et 11 temporairement (installateurs, décorateurs) soit : 28 techniciens, 14 personnes du secteur artistique, deux hôtesses et deux secrétaires.

3.1. DÉTAIL DE LA PRÉSENTATION

3.1.1. LE STUDIO

Il s'étend sur deux étages pour avoir la hauteur nécessaire sous plafond. Sa surface au sol est de 130 m2 environ et si ses formes sont un peu tourmentées, c'est du fait de la structure du pavillon qui est soutenue par tout un système de piliers porteurs. Il est vitré sur les deux étages.

L'équipement de ce studio consiste en deux caméras à trois tubes « Plombicon » PHILIPS, mais montées en France, et une caméra quatre tubes du nouveau modèle produit par la C.S.F.

L'éclairage est composé d'un mélange de tubes à incandescence et de lampes quartz-iode (principalement fournies par les Ets CREMER) avec jeu d'orgues SOFAIR ADB JA 12 ; il est étudié pour pouvoir fournir jusqu'à 3 500 lux. Inutile de préciser qu'une telle dissipation d'énergie dans un si petit espace, au

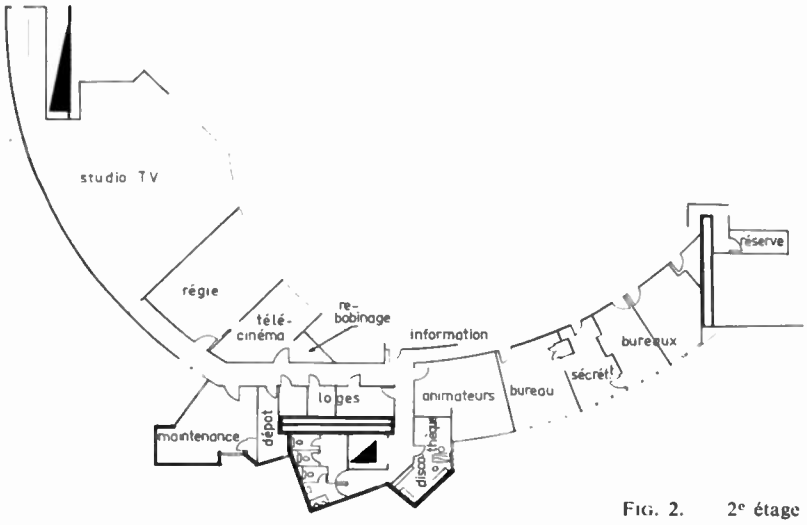


FIG. 2. 2e étage

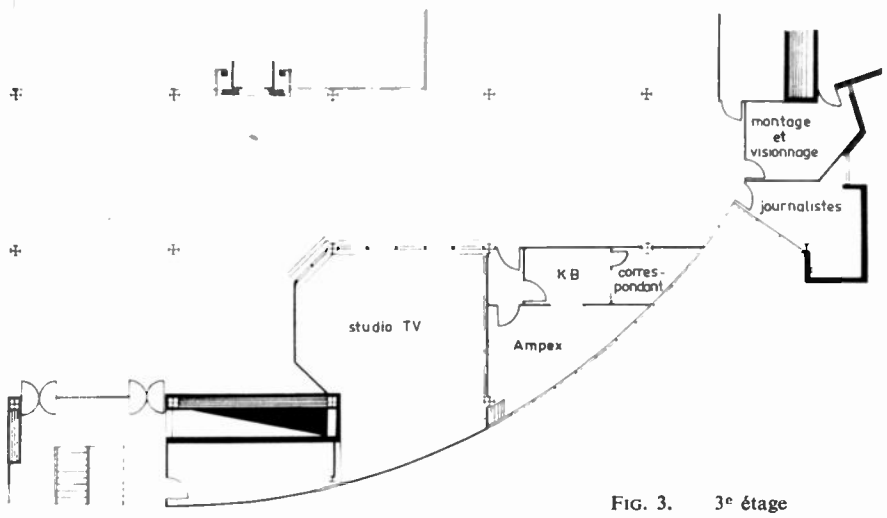


FIG. 3. 3e étage

La sortie du mélange est envoyée, soit sur les faisceaux hertziens vers l'extérieur, soit sur le magnétoscope, soit sur un des deux émetteurs LABINAL 10 watts bande IV canal 22 qui distribuent les images en HF, mais sur câble coaxial, aux quelques 50 récepteurs couleur et 15 noir et blanc installés dans le pavillon français.

Ces récepteurs sont du modèle « grand public » (mais monostandard) de trois fabrications différentes en parties égales : SCHNEIDER, CONTINENTAL-EDISON et RADIOTECHNIQUE. Les récepteurs noir et blanc sont produits par la C.F.T.H.

Précisons enfin que toute la technique est alimentée en courant 50 périodes fabriqué sur place à l'aide d'un convertisseur 60/50 et que le standard utilisé est, bien sûr, le standard français 625 lignes 50 trames (rappelons : bande IV canal 22).

3.2 PROGRAMMES

Des images en couleur sont présentées sur les récepteurs pendant toute la durée de l'ouverture du pavillon soit environ 11 heures par jour. L'alimentation en programme a donc posé des problèmes difficiles.

cœur d'un pavillon d'exposition a posé de délicats problèmes de climatisation.

3.1.2. *La Régie*

Elle comporte les équipements de voie des caméras, deux analyseurs d'images fixes C.F.T.H. et un mélangeur ML 30 de la C.F.T., associé à un truqueur C.F.T.H. (fig. 4). Elle est aussi à même d'utiliser comme sources annexes de modulation deux télécinémas C.F.T.H. 35 mm et un télécinéma C.F.T.H. également, 16 mm double bande, ainsi que la lecture d'un magnétoscope V R 2 000 situé à l'étage au-dessus et les arrivées des faisceaux hertziens placés sur le toit du pavillon (au total deux émetteurs et deux récepteurs C.S.F. TM 113).

La régie « son » est équipée de matériel SCHLUMBERGER (mélange et magnétophones) et Pierre CLÉMENT (lecteurs de disques) (fig. 5).

Bien entendu, le personnel d'exploitation dispose de tout le matériel utile de contrôle et de mesures.

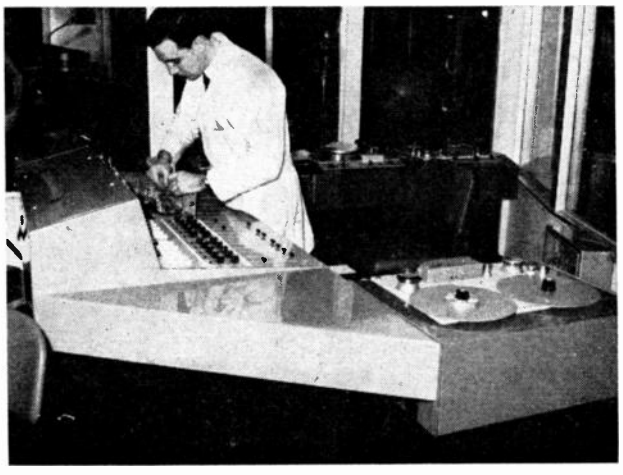


FIG. 4.

FIG. 5. — Régie "Son"

Les éléments de base des programmes sont les suivants :

a) Du direct, réalisé dans le studio, en vue du public. La petite troupe de comédiens permanents dirigés par M. POLAGE, a mis au point onze petites dramatiques, représentant de 5 h 30 à 6 h d' « antenne ». Un système très ingénieux de décors à transformations, dû au décorateur O.R.T.F. Paul PÉLISSON, est installé à poste fixe dans le studio, le genre d'opération « Exposition » souffrant d'un manque chronique de dégagements, de magasins et de manutentionnaires.

Une émission zéro a été réalisée dans le studio expérimental d'Issy-les-Moulineaux et les résultats ont été très satisfaisants. Précisons que les téléspectateurs français pourront voir ces dramatiques qui seront magnétoscopées sur place à l'usage de la chaîne couleur française.

Outre ces dramatiques, base des émissions en direct, l'O.R.T.F. utilisera au maximum toutes les possibilités locales et s'assurera le concours des artistes français de passage qui s'annoncent nombreux à l'Exposition. Il est également probable que nous pourrons compter sur le concours de Raymond OLIVER, ce qui permettra de donner aux visiteurs des leçons de cuisine française, en couleurs naturelles cette fois.

b) Pour compléter ce direct, de nombreux programmes ensegistrés seront présentés à Montréal, prélevés sur ceux déjà « mis en boîte » à Paris en vue des émissions de la chaîne couleur. Des films, du commerce ou prêtés par divers organismes français, soigneusement visionnés et choisis pour la qualité de leurs couleurs, seront également diffusés.

c) Enfin, un certain nombre de transmissions couleur depuis Paris sont prévues, si les essais sont satisfaisants, par le canal des satellites de télécommunication et du réseau Canadien jusqu'à l'Exposition. Les premiers essais sont en cours et paraissent devoir conduire à une exploitation normale. Il est possible également que des images couleurs soient envoyées de Montréal à Paris après le démarrage de la couleur en France, soit au cours des derniers mois de l'Exposition.

4. DIVERS

Signalons en outre, pour compléter ce tableau de la présence de l'O.R.T.F. au Canada pendant l'Exposition 1967, qu'une équipe permanente de reportages « couvre » l'Exposition. Cette équipe est dirigée par M. Edouard BOBROWSKI et en complément de l'équipe de la délégation permanente de l'O.R.T.F. au Canada qu'anime M. Pierre-Louis MALLEN.

Enfin, il faut noter que, sur la demande du Centre International de Radiotélévision de l'Exposition, un car de reportages noir et blanc de fabrication C.F.T.H. à trois caméras a été prêté par l'O.R.T.F. pour la durée de l'Exposition. Ce car, qui sera exploité par nos collègues canadiens, aidés de deux techniciens de l'O.R.T.F., sera utilisé sur le site de l'Exposition pour fabriquer toutes les images noir et blanc 625 lignes au standard européen qui seront demandées par les divers pays (dont la France en priorité) intéressés par ce standard.

5. PREMIERS RÉSULTATS D'EXPLOITATION

Après une quinzaine de jours d'exploitation à Montréal, il est possible de dire que la présentation de l'O.R.T.F. rencontre un franc succès. Les commentaires spontanés des visiteurs sont très flatteurs, surtout en ce qui concerne la finesse des images et la qualité des couleurs. Quant au musée littéraire, il n'est que lire la presse pour juger de l'accueil particulièrement chaleureux des visiteurs, spécialistes ou non.

Le Commissaire Général du Pavillon français, M. Robert BORDAZ a d'ailleurs tenu à exprimer sa satisfaction et ses remerciements à M. le Directeur Général de l'O.R.T.F.

UN STUDIO MODERNE POUR LA TÉLÉVISION EN NOIR ET BLANC

PAR

R. CAHEN

Chef du Service Vidéo du Département Télévision de la C.S.F.

ET

J.L. GRUMEL

Ingénieur au Département Télévision de la C.S.F.

1. Introduction

Dans tous les pays, la télévision en noir et blanc est arrivée au stade le plus avancé de l'exploitation. Les studios sont surchargés de répétitions et d'émissions de programme. Pour supporter une exploitation intensive avec le maximum d'aise et le minimum de personnel technique, on fait appel à des techniques, maintenant bien éprouvées, qui reposent sur les matériels électroniques les plus modernes.

Ces matériels, tous transistorisés, doivent avec les meilleures performances possibles, répondre aux exigences normales des exploitants pour leur simplicité d'exploitation, leur stabilité dans le temps et leur sécurité.

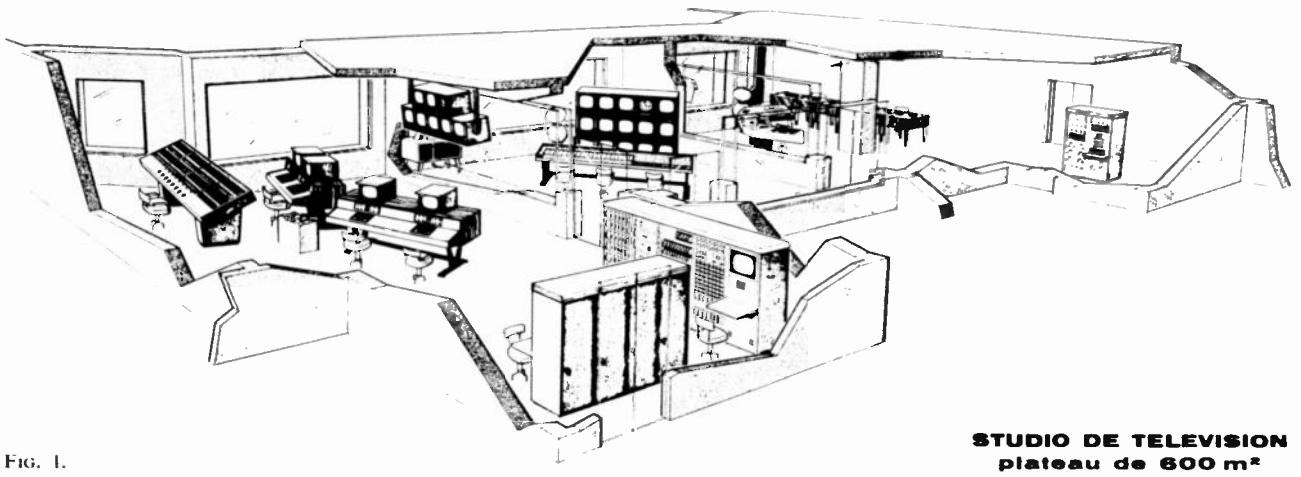
L'un de ces nouveaux studios est installé sur 600 m² dans le Télécentre de Chabolovka de Moscou (fig. 1).

2. Conception générale du studio

Le choix des matériels qui équipent un studio dépend, en premier lieu, du type de caméra envisagé. Lorsqu'on recherche d'abord la qualité des images, l'emploi de la caméra image orthicon de 4 pouces et demi s'impose rapidement comme la meilleure solution. Elle permet, en effet, au prix d'un encombrement un peu supérieur aux autres types de caméra, d'obtenir des images à haute résolution et à très faible bruit (fig. 2).

La surface utile du studio détermine le nombre minimal de caméras à utiliser. Dans le cas présent (600 m²), le nombre de cinq a été retenu (quatre en exploitation, une en réserve). Une caméra vidicon d'appoint a été prévue pour téléviser des objets peu mobiles ou le speaker.

La sensibilité assez extraordinaire du tube-image



STUDIO DE TELEVISION
plateau de 600 m²

FIG. 1.

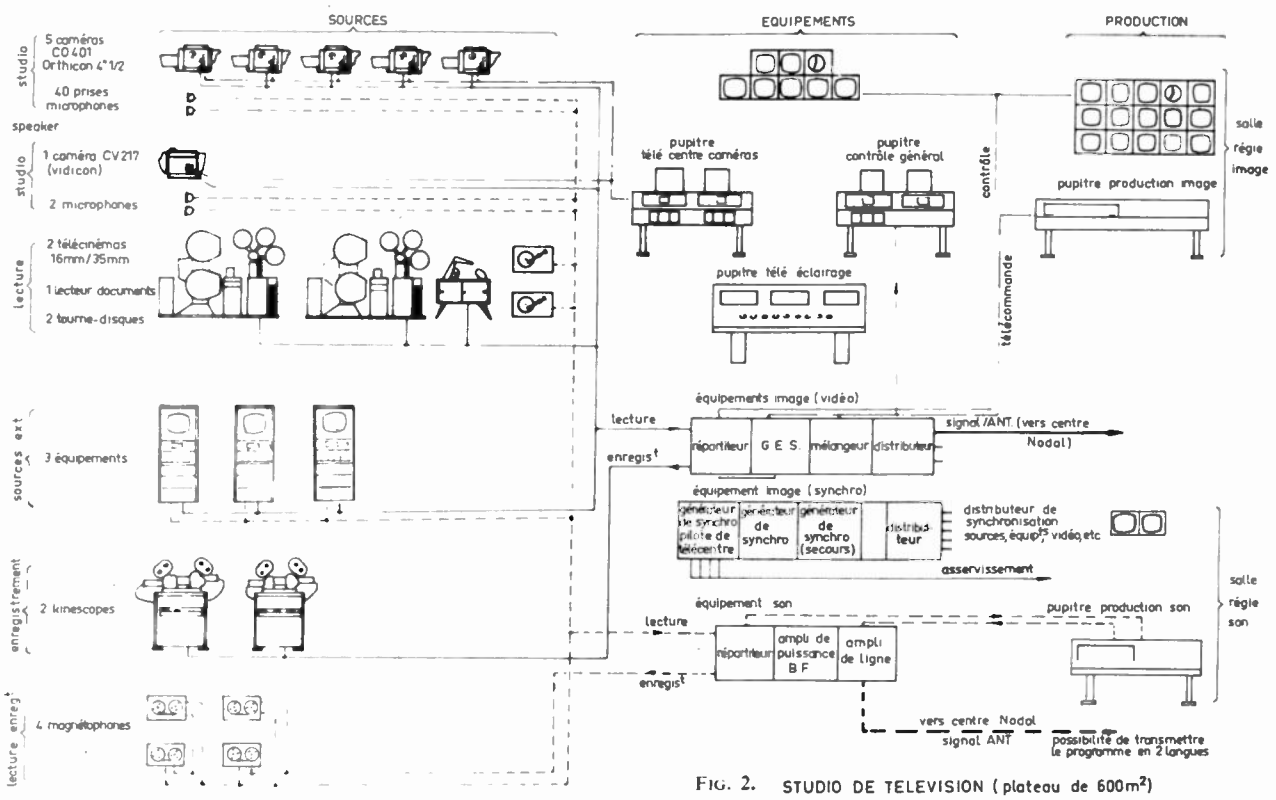


FIG. 2. STUDIO DE TELEVISION (plateau de 600m²)

orthicon permet de déterminer l'éclairage qui assure sur l'ensemble du plateau une ambiance inférieure à 1 000 lux.

Les dimensions du studio imposent un nombre important de microphones pour avoir les prises de son suffisantes. On verra plus loin les larges possibilités offertes à ce sujet.

Les équipements vidéo annexes offrent aussi de très grandes possibilités de travail. En plus des caméras, deux chaînes télécinéma 16/35 assurent avec les lignes extérieures douze sources vidéo simultanées à l'entrée du mélangeur. La synchronisation propre du studio peut agir comme pilote pour l'ensemble du centre, ou au contraire être asservie à une ligne extérieure et permettre d'exécuter des commutations « en phase » avec d'autres studios ou des cars de reportage.

Après avoir brièvement esquissé les principales ressources de la réalisation, il convient d'examiner dans le détail les caractéristiques des différents matériels.

3. Les équipements vidéo

3.1. L'ENSEMBLE DE SYNCHRONISATION

Cet ensemble, entièrement transistorisé, est monté dans une baie standard 19" et comprend :

— Deux générateurs de synchronisation 625 lignes 50 trames, au standard CCIR, commutables entre eux à partir du contrôle technique.

Ces appareils peuvent soit fonctionner en autonome (pilotage secteur ou quartz), soit être asservis par un signal pilote.

— Un commutateur de signaux de synchronisation pilote permet aux générateurs d'être asservis soit par la synchronisation du Centre, soit par une synchronisation venant d'une ligne extérieure et séparée par les amplificateurs de stabilisation.

— Une distribution des signaux de base à l'ensemble du studio, avec les phases convenables permettant de compenser les parcours dans les câbles coaxiaux.

3.2. LES SOURCES D'IMAGE

3.2.1. — *La caméra-image orthicon de 4 pouces et demi CO 401.*

Cette caméra a été étudiée et mise au point en fonction des choix suivants :

— Mettre en valeur l'excellent tube qui l'équipe,
— Donner une grande facilité d'exploitation à l'opérateur de prise de vues,
— Permettre une exploitation groupée,
— Accessoirement, être d'une maintenance facile.

Les performances du tube image orthicon de 4 pouces et demi sont trop connues pour qu'il soit utile de s'étendre longuement sur ce sujet. Disons, pour mémoire, que la mire 400 lignes est modulée à 100 % avec un minimum de correction d'ouverture, et cela avec un souffle pondéré extrêmement faible car seul le souffle fin qui n'est pas gênant est accru. Les gradations de demi-teintes sont douces et donnent des images de très bonne qualité photographiques.

Pour faciliter le travail en studio, la caméra CO 401 est équipée d'un zoom ANGÉNIEUX de rapport 10

(35 à 350 mm). Une commande unique à main droite de l'opérateur permettant de régler d'un seul mouvement de la main la mise au point et la distance focale. Un indicateur de focale repéré par billage permet de retrouver rapidement les positions pré-réglées. Une boîte à friction hydraulique permet de réaliser lentement et sans à-coups les variations de focales.

Les réglages permanents sont stabilisés et n'ont pas à être retouchés en exploitation. Les quelques rares commandes à disposition des opérateurs de voie :

Iris — Niveau de noir — Gain

sont reportées sur un pupitre de télécommande.

On a regroupé tous les pupitres des caméras du studio dans un meuble d'exploitation pour qu'un seul opérateur puisse contrôler plusieurs caméras simultanément.

La caméra est rapidement démontable et est réalisée sous formes de blocs et de cartes enfichées, ce qui permet une maintenance très aisée par remplacement de sous-ensembles.

3.2.2. *Le télécinéma 16/35 mm. Diapositives*

Cet appareil est destiné à transformer en image de télévision les films de cinéma de 16 ou 35 mm ou des diapositives (fig. 3).

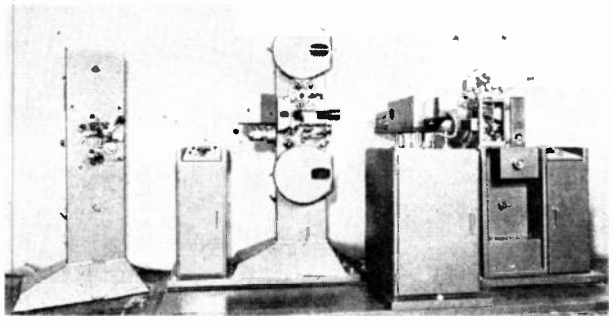


FIG. 3.

Il est composé d'un projecteur de film 16 mm (type HORTSON) avec ses accessoires, d'un projecteur 35 mm (type FP 20 PHILIPS) et d'un projecteur de diapositives LEITZ.

Les projecteurs sont placés autour d'un système multiplexeur optique à lames semi-transparentes qui ajoute dans une lentille de champ unique les images des trois projections.

Un ensemble d'analyse à tube vidicon reprend par un objectif l'une de ces images (les autres étant obturées) et la transforme en signal de télévision.

On utilise un vidicon à grille séparée fonctionnant avec des tensions élevées pour obtenir une grande résolution. Un système d'inversion de polarité avec un correcteur de gamma puissant permet l'analyse des films négatifs.

L'équipement est très automatisé : un disque à transparence variable asservit la lumière incidente pour maintenir le niveau de sortie constant et un régulateur purement électronique maintient le niveau de noir lorsque la densité maximale du film varie.

Un ensemble de lecture sonore complexe est lié à chacun des projecteurs :

— Pour le projecteur 16 mm, trois lectures sont possibles par commutation : le son optique, le son magnétique (2,5 mm) de la piste couchée sur le film et le magnétophone synchrone de la bande séparée (qui, dans cette réalisation particulière, est asservi mécaniquement au déroulement du film du projecteur).

— Pour les projecteurs 25 mm, le son optique est le plus employé car il est de bien meilleure qualité qu'en 16 mm. Un magnétophone séparé, synchronisé par moteur coupleur triphasé, lit les « doubles-bandes » magnétiques.

Cet appareillage, de grande qualité et très robuste, permet une exploitation particulièrement simple.

3.2.3. *Les équipements de régie*

Le pupitre de régie image comporte un commutateur mélangeur associé à un truqueur électronique permettant les effets spéciaux (fig. 4).

FIG. 4. — Ensemble de régie avec le pupitre de contrôle et les récepteurs contrôlant les différentes voies.

Le commutateur mélangeur reçoit les douze vidéo qui participent au programme (fig. 5) :

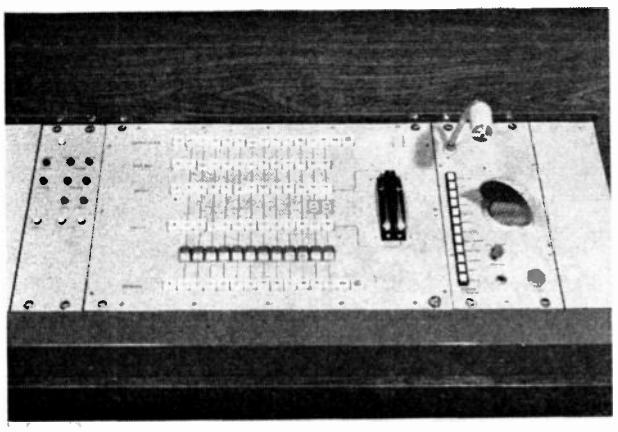


FIG. 5. — Pupitre commutateur mélangeur de régie.

— six caméras et lecteur de document,
— deux télécinémas,
— deux entrées de réserve,
— deux lignes extérieures.

Deux voyants d'asychronisme préviennent l'opérateur si une des lignes extérieures n'est pas synchrone avec le reste de la station, et interdisent le mélange.

Une barre de programme prioritaire permet la sélection de l'une des douze sources, ou d'une sortie mélangée, ou d'une sortie truquée. Dans les deux derniers cas, l'alimentation du mélangeur (ou du truqueur) est assurée par deux barres de commutation secondaires A et B. La barre programme et les barres A et B exécutent les commutations pendant le retour de trame, évitant toute perturbation de l'image. Deux autres barres à commutation simple servent à assurer respectivement la sélection des clefs d'effet (découpages, titrages) et la prévision des sources. Cette même barre peut être utilisée en cas d'urgence comme commutateur de programme de secours.

Le pupitre des effets spéciaux peut être employé de plusieurs façons (fig. 6) :

— Il assure des commutations automatiques selon des découpages sélectionnés :

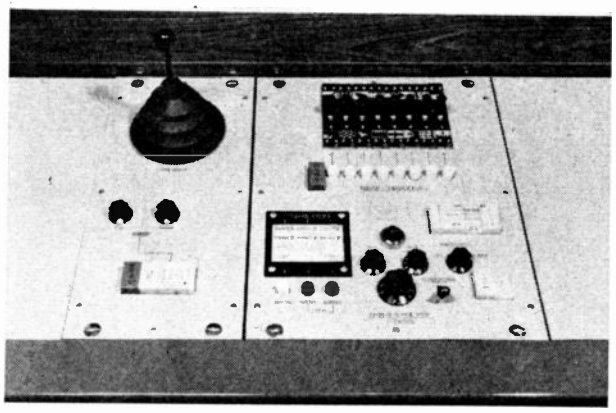


FIG. 6. — Pupitre de truquage.

— Il permet le découpage stable entre deux images avec possibilité de terminer l'effet sur l'une ou l'autre image ;
— Il permet d'exécuter des titrages et des incrustations de personnages dans un décor ;
— Il permet de déplacer à l'intérieur de l'image un médaillon à l'aide d'un « manche à balai ».

Ce pupitre de régie comporte d'autres sélecteurs et équipements secondaires. Très complet, il facilite grandement le travail des exploitants.

3.2.4. *Les moniteurs*

L'équipement du studio (fig. 7) est réalisé à partir de deux moniteurs entièrement transistorisés, utilisant des tubes de 70° d'angle, un récepteur de contrôle de 25 cm et un récepteur de régie de 36 cm.

Ces deux récepteurs ont été particulièrement étudiés pour leur stabilité et leur fiabilité pour éviter toute retouche en exploitation.

FIG. 7. — Ensemble des meubles techniques vidéo.

Après ce rapide aperçu des principaux équipements vidéo du studio, il convient de passer en revue les autres types de matériel.

4. Les équipements d'audiofréquence

L'équipement d'audiofréquence assure toutes les fonctions qui permettent de délivrer une « modulation finie », constituant un élément de programme prêt à être diffusé (fig. 8).

4.1. La chaîne de modulation

La chaîne de modulation est conçue pour recevoir (fig. 2) :

— 42 microphones,

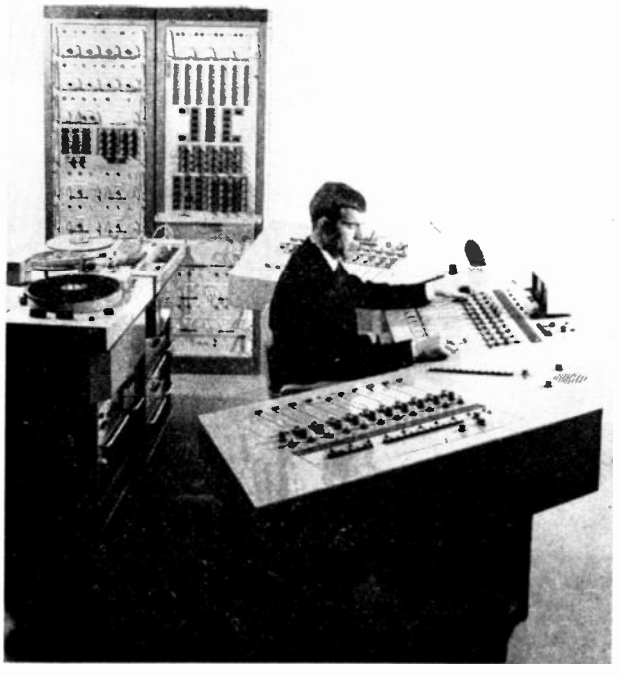


FIG. 8. — Pupitre de contrôle son.

— 3 tourne-disques,
— 5 magnétophones,
— 2 télécinémas,
— 5 sources extérieures.

Toutes les sources de modulation aboutissent à une baie répartitrice où elles passent en coupure sur des blocs de mutation avant d'être dirigées vers les 26 amplificateurs d'entrées de la console de prise de son.

Ces amplificateurs, grâce à leur commutateur d'entrée, permettent de raccorder d'une façon permanente 52 sources, 26 pouvant, par conséquent, être admises simultanément en mélange.

Les amplificateurs d'entrée sont répartis en quatre groupes :

— Deux groupes de cinq amplificateurs asservis au dispositif de sélection des microphones (groupes I et II). Ces deux groupes sont utilisés alternativement et correspondent aux phases successives rencontrées dans le déroulement d'une émission.
— Un groupe de six amplificateurs affectés aux microphones montés sur des « girafes » (groupe III). Il sert à assurer la continuité de la prise de son au moment du passage du groupe I, groupe II.
— Un groupe de dix amplificateurs (groupe IV) réservé aux tourne-disques, magnétophones, télécinémas, sources extérieures.

Quatre amplificateurs constituent les amplificateurs généraux de groupes et délivrent la modulation à l'entrée d'un amplificateur de ligne. La sortie de cet amplificateur constitue celle de l'équipement d'audiofréquence.

L'ingénieur du son a à sa disposition des correcteurs graves/aigus et passe-bas/passe-haut. Un sélecteur permet de les placer en série avec une source ou un groupe quelconque.

4.2. La réverbération artificielle et la chaine de réverbération

L'appareil de réverbération artificielle (type EMI 140) adopté est simple et souple. Une grande plaque d'acier mince, suspendue, est mise en vibration par un système d'excitation. Les vibrations de la plaque sont captées par un microphone.

Le système de commande est indépendant de l'appareil de réverbération proprement dit.

Un clavier de sélection permet d'aiguiller à l'entrée de la chaîne de réverbération de l'équipement d'audiofréquence la modulation des amplificateurs d'entrée ou des amplificateurs de groupe.

4.3. La sonorisation et la chaine de réinjection

Le « bruitage » peut être réalisé de deux manières différentes :

1. Mélange de modulation réalisé électriquement dans le dispositif de mélange, les acteurs recevant un contrôle atténué de la modulation de bruitage.

2. Diffusion directement dans le studio d'une modulation de bruitage préalablement enregistrée.

Une chaîne latérale d'amplification ne véhiculant que des modulateurs provenant d'enregistrement est mise à la disposition de l'ingénieur du son pour assurer ces fonctions.

4.4. Chaine commentateur

Pour certaines émissions, il peut être nécessaire de commenter le programme dans une langue différente de celle normalement diffusée sur les antennes. A cet effet, il est prévu deux départs de programme :

— un programme dit « complet » avec commentaires,
— un programme « partiel » sans commentaire.

4.5. Intercommunications

Un réseau d'intercommunications permet aux différents techniciens et opérateurs de communiquer entre eux.

L'équipement se compose actuellement de postes de réseau d'ordres et d'amplificateurs. Les postes de réseau d'ordres sont répartis dans les différents locaux techniques et mis à la disposition des opérateurs et en particulier :

— des réalisateur et assistant réalisateur,
— de l'ingénieur du son,
— de l'ingénieur de contrôle d'image,
— de l'ingénieur éclairagiste,
— du régisseur du plateau du studio,
— des speakers,
— des ingénieurs des salles centrales,
— des spécialistes chargés des perches supports de micros.

Certaines liaisons à l'intérieur du réseau sont assujetties aux impératifs d'exploitation. En particulier, la transmission d'ordres vers le studio et le speaker est interdite en émission.

4.6. Signalisation

Pour la production d'un programme, deux signalisations sont prévues :

— la signalisation des locaux, c'est-à-dire des voyants lumineux installés dans les locaux de production et aux portes de ceux-ci, et qui sont principalement destinés à avertir le personnel du studio ;

— la signalisation des fonctions, se composant de petits voyants installés sur le pupitre du réalisateur images, du chef opérateur du son, du speaker.

La signalisation des locaux est conçue comme un message émanant des utilisateurs des sources vidéo et son (réalisateur images et chef-opérateur du son). Le message est donné au profit de chaque personne se trouvant à l'intérieur ou à l'extérieur de locaux ayant un rapport direct avec la production d'un programme.

5. Eclairage

La solution adoptée par la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil pour l'éclairage de ses studios est le système de la suspension télescopique (conçue pour recevoir tous les types de projecteurs) se déplaçant sur des chemins de roulement fixés au plafond du studio.

Ce système appelé « gril » présente une grande souplesse d'utilisation, liée à une grande facilité d'exploitation.

Il permet, en particulier, de rendre au plateau son rôle principal (montage de décors, prises de vues, etc.) en le libérant de tous les équipements d'éclairage.

D'autre part, tous les matériels images et son possédant un câble de connexion, sauf les caméras, peuvent être alimentés à partir du gril.

Le gril installé au télé-centre de Moscou utilise le principe du déplacement de suspension télescopique sur des chemins de roulement, au niveau d'un plancher installé sous le plafond. Ce plancher a un double rôle : déterminer les chemins de roulement et créer une aire de travail, d'où les éclairagistes opèrent. C'est le gril type bas suspendu.

Un chariot supporte le télescope à 1,50 m environ de son chemin de roulement. La grande densité des chemins de roulement permet de placer un projecteur au-dessus de n'importe quel point du plateau.

Toutes les suspensions télescopiques équipant le studio sont identiques et conçues pour recevoir indifféremment tous les types de projecteurs de puissance inférieure à 5 kW.

Les télescopes sont branchés sur des prises de courant disposées dans le gril et alimentées à partir d'un jeu d'orgue. La mise sous tension et le réglage en intensité des sources lumineuses se font à partir d'un pupitre d'éclairage (ou jeu d'orgue) placé dans la salle de contrôle image.

Le pupitre d'éclairage commande 120 amplificateurs magnétiques pouvant être utilisés indépendamment ou en groupe. Il est, en effet, possible de grouper les amplificateurs magnétiques en neuf préparations réglables en intensité.

Toute cette infrastructure permet l'exploitation rationnelle des sources lumineuses mises à la disposition du studio.

Ces sources peuvent se classer en plusieurs types :

1 — Les sources d'ambiance dont le faisceau lumineux est très ouvert. Elles donnent une lumière diffuse. Dans cette catégorie, les types de sources sont les suivants :

— les réflecteurs d'ambiance ronds 5 000 W utilisés pour l'éclairage des grands décors.

— les réflecteurs d'ambiance 1 500 W équipés d'une lampe quartz à cycle iode. Ils trouvent leur place dans tous les décors, grâce à leur faible encombrement et à leurs hautes performances.

2 — Les projecteurs dont le faisceau est dirigé et réglable. Les types de projecteurs de cette catégorie sont les suivants :

— projecteurs 5 kW,

— projecteurs 2 kW.

Ces sources sont équipées de lampes classiques à incandescence.

Deux types de projecteurs sont équipés de lampes quartz à cycle iode, de volume réduit :

— les projecteurs « twiniode » équipés de deux lampes de 650 W montées en série ;

— les projecteurs « spotiode » équipés d'une lampe de 800 W.

Ces projecteurs et diffuseurs peuvent être réglés du gril, à partir d'une télécommande montée sur les télescopes ; ils se fixent directement sur ces derniers ou sur des barres montées à l'extrémité des télescopes.

L'ingénieur éclairagiste a à sa disposition :

— 15 projecteurs 5 kW,
— 20 projecteurs 2 kW,
— 50 projecteurs 1,3 kW (iode),
— 200 projecteurs 0,8 kW (iode),
— 5 réflecteurs d'ambiance 5 kW,
— 60 réflecteurs d'ambiance 1,5 kW (iode).

La puissance totale disponible est de 455 kW, soit 720 W/m².

6. Conclusion

Cette revue rapide des équipements d'un studio de télévision en noir et blanc montre à quel point les constructeurs ont eu le souci de simplifier la tâche des exploitants.

Une réalisation du même ordre pourrait maintenant s'effectuer pour l'équipement d'un studio de télévision en couleur. Dans ce cas, les éléments de base devront différer, bien entendu, mais la conception d'ensemble reste sensiblement identique.

RECHERCHES ET RÉALISATIONS FRANÇAISES DANS LE DOMAINE DU LASER

PAR

J. ERNEST

Docteur ès Sciences

Ingénieur au Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité

Introduction

Les recherches sur l'effet laser furent entreprises en France, comme en d'autres pays européens, très tôt après les inventions initiales de MAIMAN (laser à rubis 1960) et de JAVAN, BENNETT et HERRIOTT (laser à gaz 1961). Dès 1961-62, un certain nombre de laboratoires français, tant industriels qu'universitaires reprenaient les expériences de principe américaines. Ce fut le point de départ d'un développement ment très rapide des études et recherches sur les lasers qui commencent aujourd'hui à porter leurs fruits dans le domaine des applications. On peut dire qu'à l'heure actuelle, la France occupe, en Europe et même dans le monde, une place plus qu'honorable pour l'ensemble, déjà très diversifié, des études et des applications, qu'il s'agisse des lasers proprement dits ou des systèmes exploitant les propriétés particulières des lasers.

Nous nous proposons de décrire ici les principales lignes de recherche et de développement actuellement suivies en France. Nous regrouperons en trois chapitres distincts ce qui concerne les lasers à solides diélectriques, les lasers à gaz, et les lasers à semi-conducteurs. Après un bref rappel des propriétés essentielles de chacun de ces types de laser*, nous essayerons de situer l'état actuel de la technique en France, et surtout de dégager les domaines d'applications qui apparaissent les plus intéressants, à l'heure actuelle et dans l'avenir proche. A ce propos, on notera qu'une certaine prudence dans la prospective s'impose, dans un domaine technique aussi neuf et en évolution aussi rapide que le laser.

Il convient de souligner tout particulièrement l'aide importante que les Pouvoirs Publics apportent tant à l'industrie privée qu'aux laboratoires universitaires dans ce domaine. Parmi les organismes accordant un soutien continu au développement des études et des réalisations de lasers en France, il faut notamment citer :

— la Direction des Recherches et Moyens d'Essais du Ministère des Armées ;

— le Commissariat à l'Energie Atomique ;

— la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique ;

— le Centre National d'Etudes Spatiales ;

— le Centre National d'Etudes des Télécommunications.

1. Lasers à solides diélectriques

1.1. PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES

L'invention historique de MAIMAN fut suivie de développements très rapides dans le domaine des lasers à cristaux et à verres dopés qui présentent les caractéristiques générales suivantes :

a) Le pompage est du type optique, c'est-à-dire par absorption, par l'ion dopant, d'une partie de l'émission d'une source lumineuse incohérente.

b) Les rendements sont faibles du fait, d'une part, qu'une bonne partie de l'énergie lumineuse de la source de pompage n'est pas absorbée par les ions actifs du cristal ou du verre et, d'autre part, que le couplage optique de cette source au barreau laser n'est pas bon ; on améliore ce couplage en utilisant des cavités réflectrices ou diffusantes pour concentrer le maximum d'énergie dans le barreau

laser. Les rendements globaux sont de l'ordre de 0,1 à 1 %.

c) La nécessité d'utiliser de grandes énergies lumineuses pour le pompage ne permet en général du fait des problèmes posés par l'échauffement du matériau laser, qu'un *fonctionnement en impulsions*. Le fonctionnement en continu n'est possible que moyennant l'utilisation de barreaux laser de faible volume, en général fortement refroidis.

L'utilisation de la technique dite du *déclenchement*, basée sur la variation rapide de la surtension de la cavité optique en cours de pompage, permet d'obtenir des impulsions laser extrêmement courtes, de l'ordre de 30 ns environ. Les lasers à solides diélectriques, en régime d'impulsions, se comportent en générateurs de puissance instantanée extrêmement élevée pouvant dépasser 1 GW.

d) Du fait des hétérogénéités optiques du matériau, la divergence du faisceau est, en général, supérieure à celle donnée par la limite de diffraction. Moyennant certaines précautions, notamment en ce qui concerne le pompage, on peut cependant la rendre assez facilement inférieure à 2' ou 3'.

Les lasers à solides diélectriques oscillent, en général, sur un grand nombre de modes. La largeur spectrale de l'émission est, sauf précautions particulières, de l'ordre de grandeur de (mais inférieure à) la largeur de la raie de fluorescence, soit de l'ordre d'une fraction d'Å dans le cas du rubis, 30 Å dans le cas du verre dopé au néodyme.

1.2. Principales réalisations françaises

1.2.1. *Lasers à rubis*

Un grand nombre de laboratoires français ont poursuivi l'étude des *lasers à rubis* ($\gamma = 6943$ Å) déclenchés ou non, ainsi que de leurs applications.

Pour l'étude des propriétés mêmes (structure des modes, mécanisme du pompage, etc.) du laser à rubis, citons, entre autres, les travaux du Laboratoire Central des Télécommunications, de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, de la Faculté des Sciences de Besançon (Prof. Vienot).

Le laser à rubis déclenché délivrant une impulsion d'énergie de 1 Joule en 30 ns, est devenu aujourd'hui un outil de laboratoire assez courant.

En particulier, il a permis de pousser les recherches en optique non-linéaire. Citons ici les études des équipes de la CSF sur l'effet Raman stimulé, de la Compagnie Générale d'Electricité sur les effets de conversion paramétrique de fréquences.

Rappelons que l'optique non-linéaire, outre son intérêt scientifique, ouvre une voie possible de la recherche de nouvelles raies de lumière cohérente, éventuellement de *longueur d'onde accordable*.

Un des gros intérêts techniques du laser à rubis déclenché est son application possible aux problèmeo de télémétrie et de guidage optiques. La faible durée de l'impulsion, ainsi que sa divergence relativement petite, le rend particulièrement adapté à la télémétrie précise d'engins éloignés, tels les satellites artificiels, ou même naturels. Les réalisations du Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité dans ce domaine sont déjà connues.

Rappelons tout particulièrement la mise en place des trois stations de télémétrie laser de Saint-Michel-de-Provence, Hammaguir (Sahara) et Stephanion (Grèce), destinées à recueillir des échos sur les satellites français de la série Diadème à des fins de géodésie par triangulation très précise (fig. 1). (Lasers Compagnie Générale d'Electricité).

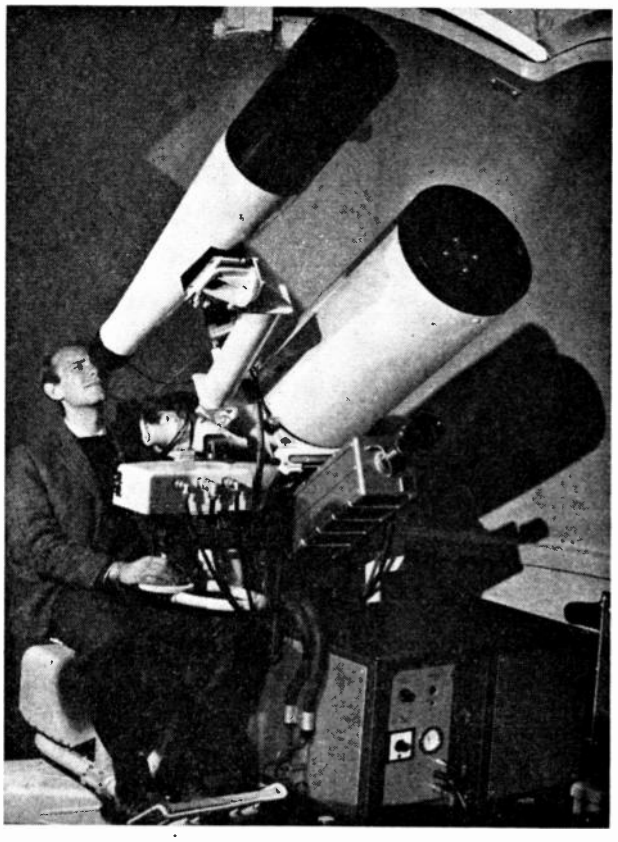


Fig. 1. — Télémètre spatial à laser destiné à l'Observatoire de Stephanion. Le laser et le dispositif de traitement de l'information ont été étudiés et réalisés par le Centre de Recherches de Marcoussis (cliché C.G.E.).

La distance d'un satellite est couramment mesurée à 2 à 3 mètres près, et ceci jusqu'à des éloignements atteignant 3 000 km.

Des télémètres laser compacts et fiables ont été également réalisés, qui peuvent être montés sur véhicule pour les besoins de la télémétrie « terrestre » relativement rapprochée. Grâce à des progrès importants dans la technologie des flashes, et du refroidissement des têtes laser, on peut travailler désormais à des cadences de répétition assez élevées, allant jusqu'à 10 et bientôt 50 coups/seconde. On a ainsi le moyen de « *trajectrographier* » des engins de façon assez précise.

Au titre des réalisations de caractère plus industriel, il faut noter le développement de méthodes de *soudure par laser* (Société de l'Air Liquide et Compagnie Générale d'Electricité), qui semblent appelées à un avenir intéressant pour certaines applications particulières (micro-soudures en des points

d'accès difficile par exemple). Ces méthodes exigent des lasers à rubis (ou à verre au néodyme), fonctionnant en relaxé, avec des durées d'impulsions pouvant aller jusqu'à quelques millisecondes, ce qui pose là encore des problèmes de technologie des flashes et de refroidissement, si l'on veut atteindre des cadences acceptables.

1.2.2. *Lasers à verre dopé au néodyme*

Dès les années 1961-63, plusieurs chercheurs, en particulier à la Bell Telephone Laboratories réussirent à obtenir des oscillations laser en utilisant des cristaux dopés avec des ions de la série des terres rares (comme le néodyme, l'erbium, etc.). Du fait de sa très grande facilité de fabrication, *le verre dopé au néodyme* constitue une des combinaisons les plus intéressants. En effet, pour la fabrication du rubis (et d'autres cristaux artificiels), on doit souvent faire appel aux méthodes de Verneuil (et de Czochralski), comparativement coûteuses et de mise en œuvre difficile. Par contre, les méthodes de fabrication du verre ont, au cours des siècles, atteint un stade de quasi-perfection, de sorte que l'on peut aujourd'hui produire, en toute sécurité, de grosses quantités de verre dont la qualité optique (c'est-à-dire l'homogénéité de l'indice de réfraction) est excellente, par comparaison aux inhomogénéités (macles, dislocations) que l'on rencontre souvent même dans les meilleurs cristaux artificiels.

En France, un gros effort de production de verre pour laser est actuellement en cours, grâce au travail conjugué de Sociétés comme SAINT-GOBAIN, SOVIREL (productrices de verre) et la Compagnie Générale d'Electricité (productrice de lasers), qui a, en particulier, abouti à la création d'une nouvelle Société de développement et de fabrication de lasers, la Compagnie Industrielle Lasers. Cet effort en direction du verre pour laser est comparable, pour le moins, à celui mené aux Etats-Unis par AMERICAN OPTICAL et en République Fédérale Allemande, par SCHOTT.

Un laser à verre au néodyme est essentiellement excité de la même façon qu'un laser à rubis. Comme une partie assez importante de l'énergie du flash tombe à l'extérieur des bandes d'absorption utiles des ions néodyme, et comme le couplage entre la lampe flash et le verre n'est pas extrêmement efficace, le rendement de ces lasers à solides est en général très faible. Dans les conditions les plus favorables, on atteint des valeurs de l'ordre de 1 %. De même, du fait de l'échauffement provoqué par l'absorption de rayonnements (infrarouges et ultra-violets) indésirables, le mode de fonctionnement des lasers à verres dopés de grande énergie (ou de grande puissance) est restreint au fonctionnement en *impulsions*. En utilisant le dispositif de déclenchement, on peut produire une impulsion de lumière laser, dont la durée ne dépasse pas 30 ns. C'est ainsi que les lasers solides en impulsions peuvent se comporter en générateur de *puissance extrêmement élevée*.

Par exemple, la Compagnie Générale d'Electricité a réussi, dans ses laboratoires, à fabriquer un laser à verre au néodyme dont la puissance est d'environ 1,6 GW (1,6 milliard de watts). *L'énergie* de sortie reste, en revanche, relativement modeste : dans ce cas, de l'ordre de 40 Joules ou encore 10 calories. Mais les effets à considérer ici sont les effets *d'intensité*.

Par focalisation d'un tel faisceau de grande puissance et de faible divergence (3 à 5 minutes d'angle), on peut directement provoquer l'ionisation complète (*ou claquage*) de l'air (ou d'un autre gaz), au voisinage du foyer de la lentille (fig. 2). Les flux d'énergie lumineuse ainsi obtenus sont de l'ordre de 10^{14} watts/cm² (100 000 milliards de watts/cm²), et les champs électriques optiques sont de l'ordre de 10^9 V/cm (un milliard de volts/cm), c'est-à-dire de l'ordre de grandeur des champs interatomiques.

Tout un nouveau chapitre de *l'étude des plasmas très denses et très chauds* se trouve ainsi ouvert, grâce à l'emploi de ces lasers. De même l'étude de l'interaction de ces champs électro-magnétiques très intenses avec les électrons libres, présente le plus haut intérêt scientifique. Dans le même ordre d'idées, notons une utilisation industrielle déjà en application qui est le déclenchement précis d'éclateurs par claquage provoqué à distance entre les

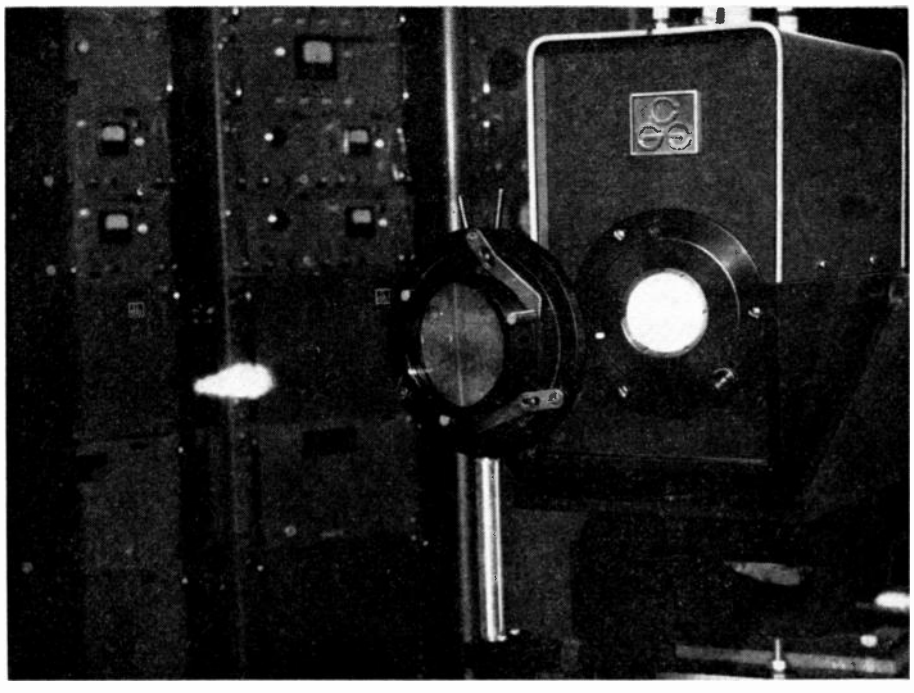


FIG. 2. — Expérience d'ionisation de l'air avec un laser de très grande puissance, type VNDM 1600, puissance 1 600 MW (cliché C.G.E.).

électrodes par un faisceau laser dont la puissance est ici nettement plus faible.

Des recherches avancées se poursuivent à l'heure actuelle dans les trois directions suivantes :

— Amélioration du rendement de ces lasers, par une technologie très poussée des structures de pompage.

— Relèvement du seuil de destruction du verre par le faisceau laser de grande intensité, seuil qui limite actuellement les performances maximales que l'on peut espérer. Un travail très important d'amélioration du matériau (suppression de toute inclusion absorbante par exemple) est actuellement en cours.

— Recherches en vue de se rendre maître de la forme et de la durée de l'impulsion laser. Des techniques spéciales de déclenchement, mises au point par le Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, permettent d'ores et déjà de réduire cette durée à 1 ns.

L'ensemble de ces recherches et réalisations dans le domaine des lasers à solides de très grande puissance place actuellement la France dans le peloton de tête, même si on les compare à celles des laboratoires américains spécialisés dans les mêmes problèmes.

1.2.3. *Lasers à grenats dopés au néodyme*

Parmi les cristaux, le grenat d'yttrium et d'aluminium (Y_3 Al_5 O_{12} ou YAG) dopé au néodyme, s'est révélé, en 1964, comme un matériau laser particulièrement intéressant. Il combine en effet les avantages spectroscopiques de tous les systèmes ions-cristaux comme le rubis, à savoir une faible largeur de raie de fluorescence, dont un coefficient d'amplification élevé, et ceux d'un système à quatre niveaux.

Il en résulte que le YAG dopé au néodyme présente des seuils d'oscillation, en imupulsions relaxées, extrêmement bas, et qu'il peut même fonctionner en continu moyennant un refroidissement par simple circulation d'eau. Les puissances continues à la longueur d'onde 1,06 μ peuvent atteindre quelques watts. Les rendements restent cependant voisins de 0,5 à 1 %, et le pompage nécessite l'emploi de lampes très brillantes comme la lampe tungstène-iode.

La réalisation de lasers à YAG pose de diffiles problèmes d'élaboration même du matériau. Le cristal de grenat, réfractaire comme le rubis, n'est en effet obtenu qu'en travaillant à température élevée, voisine de 2 000 °C. La méthode la plus efficace, celle du tirage à partir du bain en fusion, (méthode de CZOCHRALSKI), est longue et coûteuse. Il faut signaler à ce sujet qu'un effort important d'élaboration de cristaux pour lasers (et pour l'optique non linéaire) est actuellement mené, en particulier par la Compagnie Générale d'Electricité, avec le soutien substantiel des organismes gouvernementaux.

2. Lasers à gaz

2.1. PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES

Très peu de temps après l'invention du laser à rubis, A. JAVAN (B.T.L.), en 1961, obtint des oscillations laser d'un tube à décharge contenant un mélange d'hélium et de néon, placé entre deux miroirs. Très rapidement, et surtout au cours des années 1963-64, un nombre extraordinairement grand de « raies laser » fut découvert, dans les décharges de gaz rares (A, Ne, Kr Xe). Cela s'explique par le très grand nombre de transitions radiatives qui existent dans ces gaz.

Des raies du proche infra-rouge, obtenues à l'origine, le spectre des raies laser s'étendit rapidement dans le visible et vers l'ultra-violet. Vers les courtes longueurs d'onde, les transitions-laser le plus souvent obtenues sont celles des atomes de gaz rares ionisés.

Ce travail de recherches systématiques de nouvelles raies-laser fut mené conjointement dans les laboratoires américains (Hughes), anglais (S.E.R.L.)

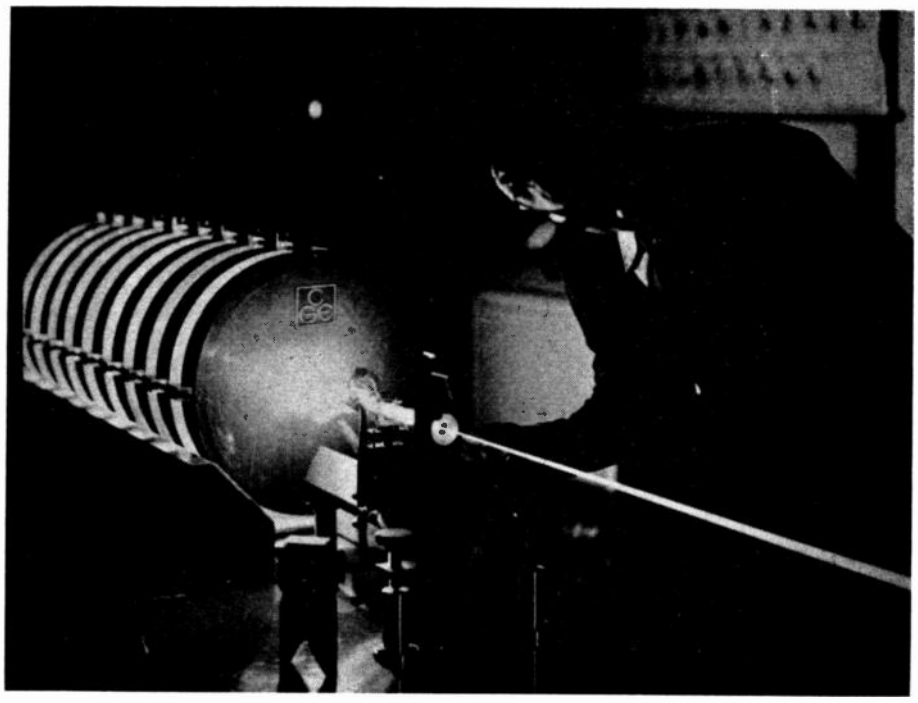


FIG. 3. — Laser à argon ionisé du Centre de Recherches de la C.G.E. puissance 15 W. (Cliché C.G.E.).

et français (Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil, Compagnie Générale d'Electricité).

Ces raies laser fonctionnent presque toutes soit en impulsions, soit en continu, à l'exception des raies ultra-violettes qui exigent encore des excitations par impulsions.

La caractéristique essentielle de tous ces lasers à gaz est leur *très grand degré de cohérence*. Il est facile de faire fonctionner la plupart de ces transitions-laser sur un seul « mode » du résonateur Pérot-Fabry, de sorte que le faisceau sortant du laser possède à la fois une très grande pureté spectrale (des largeurs de raie de l'ordre de un-dix-millième d'Angstroem sont courantes), et une très faible divergence (inférieure à 1 minute d'angle). Les rendements (c'est-à-dire le rapport de l'énergie laser à l'énergie électrique d'excitation) sont de l'ordre de 1 %. Les puissances obtenues en continu restent assez modestes, de l'ordre de 0,1 watt pour la raie rouge du néon (6328 Å).

Les puissances les plus fortes sont actuellement obtenues avec le laser à argon ionisé ($\lambda = 4880$ Å) où elles peuvent atteindre 10 watts en continu.

2.2. Principales réalisations françaises

2.2.1. *Télécommunications par laser*

Le très grand degré de cohérence de ces sources optiques les destine tout particulièrement aux applications où elles peuvent jouer, aux fréquences optiques, le rôle de générateurs radio ou radar. On pense immédiatement aux possibilités de télécommunications par laser. Chacun a présent à l'esprit les chiffres énormes de capacité de communication qu'offre théoriquement une seule liaison par laser du fait de la valeur très élevée de la « fréquence porteuse ». Il faut cependant bien prendre conscience de toutes les limitations qui repoussent la réalisation de systèmes complets de télécommunications-laser dans un avenir assez éloigné : limitations physiques d'une part, qui tiennent essentiellement à l'absorption des ondes optiques par l'atmosphère, qui obligeraient soit à se cantonner au domaine des liaisons spatiales, soit à protéger le faisceau laser dans des tubes analogues aux guides d'onde, limitations technologiques d'autre part, qui tiennent à la réalisation de systèmes de modulation et de détection efficaces et peu encombrants. Seuls les Etats-Unis (Bell Telephone Laboratories), et l'U.R.S.S. semblent avoir actuellement engagé un programme complet d'étude de télécommunications par laser.

Cependant un certain nombre de laboratoires français poursuivent l'étude des problèmes spécifiques posés par chacun des composants d'une éventuelle liaison par laser. C'est ainsi que les problèmes de modulation très haute fréquence (Centre National d'Etudes des Télécommunications), de transmission dans l'atmosphère ou en tuyaux (C.N.E.T., C.G.E.), de détection superhétérodyne (Compagnie Française Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt), font l'objet d'une activité assez importante.

2.2.2. *Autres applications*

De nombreuses autres applications exploitant le grand degré de cohérence des lasers à gaz sont activement étudiées, en France comme en d'autres pays. Ce sont, par exemple, les techniques de métrologie très précises par interférométrie laser, l'holographie appliquée au problème de la reconnaissance des formes, les gyromètres laser, la réalisation d'étalons de longueur d'onde nécessitant des études poussées de la stabilisation en fréquence des lasers (CSF, CGE, CFTH).

Les gyromètres-lasers actuellement réalisés en France présentent des caractéristiques qui commencent à être assez intéressantes pour qu'on puisse envisager la fabrication de prototypes, fonctionnant par exemple en détecteurs du Nord-Géographique. La sensibilité en détection de rotations est de l'ordre de 0,1 degré/heure (Compagnie Générale d'Electricité).

2.2.3. *Lasers moléculaires*

Derniers venus dans la famille des lasers à gaz sont les lasers moléculaires, spectaculaires par leur puissance de sortie et leur haut rendement. Ici les transitions exploitées sont des transitions de rotation — vibration de molécules gazeuses simples comme CO_2, CO, N_2O, etc., situées dans l'infra-rouge lointain. Le cas le plus connu est celui du laser à CO_2, issu des recherches théoriques du Professeur Amat, de M. et Mme Legay et M. Henry en France, et de C.K.N. Patel aux Etats-Unis. Ce laser, excité par une décharge électrique dans un mélange de CO_2, N_2 et He, émet plusieurs raies dans la région de 10,6 μ. Les molécules d'azote jouent le rôle d'intermédiaire dans le transfert de l'énergie d'excitation à la molécule active de CO_2. Du fait de la très grande durée de vie des états métastables vibrationnels (allant jusqu'à un dixième de seconde), le rendement de ces lasers est excellent, supérieur à 10 %. Ces lasers ne présentent pas de limitation notable par saturation, ce qui fait que la puissance de sortie peut être augmentée par simple augmentation des dimensions du tube renfermant le gaz. C'est ainsi qu'on peut obtenir une puissance continue de 300 W d'un tube de 9 cm de diamètre et de 3 m de longueur.

Les miroirs sont ici en acier inoxydable doré, les fenêtres d'étanchéité étant réalisées en Na Cl transparant à la longueur d'onde de 10 μ. L'excitation est obtenue, par exemple, avec une tension continue de 12 kV pour un courant de 250 mA. Le rendement est alors légèrement supérieur à 10 %. Les derniers travaux du Centre de Recherches de la Companie Générale d'Electricité ont abouti à la réalisation d'un laser de 12 m de longueur, délivrant une puissance continue de l'ordre de 800 W (fig. 4).

Les effets obtenus avec une telle puissance continue sur tous les matériaux capables d'absorber le rayonnement de 10 μ sont tout à fait spectaculaires. On obtient, par exemple, très facilement la fusion de matériaux réfractaires comme le saphir, l'alumine frittée, et de nombreux métaux. Les possibilités « thermiques » d'un tel laser sont donc très prometteuses pour de nombreuses applications :

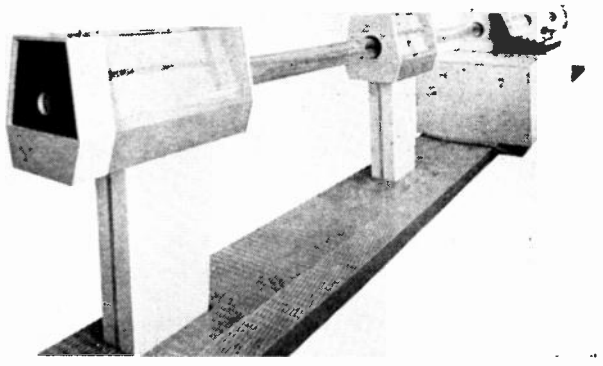


FIG. 4. — Laser moléculaire à gaz carbonique de 12 m de longueur avant son départ pour l'Exposition Universelle de Montréal. (Cliché C.G.E.).

fusion de matériaux réfractaires, production de sources émissives de très hautes températures pour la spectroscopie, travail des métaux, applications médicales, etc.

Enfin de telles puissances permettent d'observer les effets non-linéaires qui nécessitaient jusqu'alors, en général, de recourir aux lasers solides. Utilisant le cristal de tellure, on peut, par exemple, obtenir le rayonnement harmonique à 5,3 μ de l'onde laser à 10,6 μ. Un développement de ces phénomènes non-linéaires conduirait, là encore, à la réalisation de sources de longueur d'onde accordable, mais dans l'infra-rouge lointain.

3. Lasers à semiconducteurs

3.1. PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES

Ces lasers sont apparus en 1962, aux Etats-Unis, résultant des travaux des laboratoires de GENERAL ELECTRIC, I.B.M. et LINCOLN.

Le matériau actif utilisé est habituellement la jonction d'une diode redresseuse p-n, où l'excitation est, la plupart du temps, obtenue par passage d'un courant continu, plus rarement par bombardement électronique.

Les matériaux semiconducteurs les plus utilisés sont Ga As, Ga P, In Sb. Les dimensions des diodes sont de l'ordre de quelques millimètres, et l'épaisseur de la jonction de l'ordre de quelques microns. Deux faces parallèles, perpendiculaires au plan de la jonction, sont polies de façon à réaliser le résonateur optique. Sous excitation par courant continu, on peut atteindre des puissances laser continues de l'ordre de 1 watt, à des longueurs d'ondes situées dans le rouge ou le proche infra-rouge (8 000 Å). Le rendement théorique pourrait dépasser 70 %, en pratique on atteint difficilement 20 %. Ce chiffre peut paraître assez faible, il reste cependant excellent quand on le compare aux rendements d'autres types de laser.

Toutefois, les lasers à semiconducteurs fabriqués jusqu'ici manquent relativement de « cohérence », et surtout de cohérence spatiale. En effet, du fait de la très faible épaisseur de la jonction (qui correspond à l'épaisseur de la surface émettrice du laser), l'angle de divergence de faisceau émis est très grand (jusqu'à 10°). C'est pourquoi les lasers à semiconducteurs ne semblent pas particulièrement adaptés aux applications où la possibilité de concentrer la lumière (en un faisceau parallèle, ou en un petit volume au foyer d'une lentille) est la qualité désirée en priorité.

3.2. LES RECHERCHES FRANÇAISES

Les lasers à semiconducteurs sont loin d'avoir atteint le stade de développement des autres types de laser, en France et même à l'étranger. Celà peut s'expliquer par le fait qu'ils ne manifestent pas encore au même degré les caractères spécifiques et nouveaux soit de très grande cohérence soit de très grande brillance qui font l'intérêt des lasers à gaz ou à solides diélectriques. Il faut dire cependant que, déjà sous la forme de simples *diodes fluorescentes*, ces dispositifs ont un avenir industriel certain. En effet, leur *bon rendement*, leur *faible encombrement*, la facilité avec laquelle on peut les *moduler*, les destinent à devenir des composants très intéressants dans des systèmes optoélectroniques qui s'intègreront, par exemple, dans des ensembles de commutation ou dans de nouvelles générations d'ordinateurs.

Les équipes de chercheurs français ont contribué, de façon appréciable, aux premiers travaux, théoriques et expérimentaux, de recherche sur les lasers à semiconducteurs. Il faut citer ici particulièrement les propositions initiales du Prof. AIGRAIN, la théorie des conditions d'oscillation de M. BERNARD et G. DURAFFOURG (Centre National d'Etudes des Télécommunications). Les travaux les plus remarquables sont actuellement dûs à une équipe de l'Ecole Normale Supérieure, autour de C. BENOIT à la GUILLAUME (émission par divers semiconducteurs par bombardement électronique).

4. Conclusions

Au cours des quelques années écoulées depuis les origines (1960), la technique laser a fait des progrès considérables. Elle s'est surtout extrêmement diversifiée, de telle sorte qu'on doit envisager aujourd'hui tout un ensemble d'applications industrielles possibles, où le laser prendra en général sa place comme composant dans des systèmes complexes.

Dans l'ensemble, l'effort français, tant sur le plan des recherches que du développement, supporte très bien la comparaison avec celui des autres grands pays industriels (U.S.A., U.R.S.S., Grande-Bretagne, R.F.A.). En bien des domaines de la technique laser, notamment le développement des lasers déclenchés de grande brillance et des lasers moléculaires, et l'exploitation de la cohérence des lasers à gaz (gyromètres, holographie) ainsi que de la recherche fondamentale (lasers à semiconducteurs, optique non linéaire), les organismes de recherche français, universitaires et industriels, apportent même une contribution qui les situe au tout premier plan dans le monde.

BIBLIOGRAPHIE

Les principes de fonctionnement du laser sont supposés ici connus. Le lecteur pourra se reporter aux quelques ouvrages et articles de base suivants, choisis parmi une bibliographie qui prend, d'année en année, des proportions de plus en plus importantes.

M.-Y. BERNARD. — Masers et Lasers, P.V.F. 1965.

« Techniques de l'Ingénieur ». Mise à jour E 34. Fiche E 120, pp. 1-8. « Liaison entre les ondes hertziennes et l'optique », compléments par H. GUTTON et J. ERNEST.

G. BIRNBAUM. — *Optical Masers*, suppl. 2. Advances in *Electronics and Electron Physics*, 1964, Académic Press.

O.S. HEAVENS. — *Optical Masers*, 1964, J. Wiley & Sons.

B.A. LENGYEL. — Introduction to Laser Physics, 1966, J. Wiley & Sons.

Une bibliographie très complète et constamment tenue à jour, est donnée par :

K. TOMIYASU. — Laser Bibliography. IEEE J. Quantum électronics QE-1, p. 133-56, juin 1965 ; QE-1, p. 199-219, août 1965 ; E-2, p. 124-51, juin 1966 ; QE-2, p. 726-55, novembre 1966.

TABLEAU DES ACTIVITÉS DES LABORATOIRES FRANÇAIS DANS LE DOMAINE DU LASER (1966)

La présentation qui suit ne prétend pas être exhaustive. L'accent est mis principalement sur les recherches et réalisations les plus marquantes des laboratoires français dont les études aboutissent *directement* à la mise au point, ou à l'amélioration de lasers et de dispositifs mettant en œuvre des lasers. Il est bien évident que, d'ores et déjà, de nombreux autres laboratoires, universitaires ou industriels, sont *utilisateurs* de lasers. Ce tableau montre également que l'effort français est réparti sur les trois grands types de laser d'une part, et que, dès maintenant, le développement industriel et la recherche appliquée tendent à équilibrer la recherche fondamentale.

I — LABORATOIRES UNIVERSITAIRES

● *Ecole Normale Supérieure* (Paris).

Recherches fondamentales sur les lasers à gaz (mécanismes d'excitation — laboratoires de M. A. KASTLER).

Recherches fondamentales sur les lasers à semiconducteurs (bombardement électronique — laboratoire de M. AIGRAIN).

● *Ecole Polytechnique* (Paris)

Recherches fondamentales sur les lasers à gaz (influence d'un champ magnétique — M. DURAND).

● *Faculté des Sciences d'Orsay.*

Recherches fondamentales sur les mécanismes d'excitation conduisant aux lasers moléculaires (M. AMAT).

● *Laboratoires du C.N.R.S.* (Bellevue).

Recherches sur les interféromètres spéciaux pour laser. Spectroscopie (M. CONNES).

● *Faculté des Sciences de Besançon* (M. VIENOT)

Recherches sur les lasers solides (rubis).

Recherches sur l'holographie et la reconnaissance des formes.

Phénomènes d'optique non linéaire.

II — LABORATOIRES D'ORGANISMES PUBLICS

● *Centre National d'Etudes des Télécommunications* (C.N.E.T.)

Etudes de modulation de la lumière, en vue des télécommunications (M. LE MEZEC).

Recherches fondamentales et appliquées, sur les lasers à semiconducteurs (MM. BERNARD, DURAFFOURG).

Etudes de modulation de l'infrarouge.

Recherches sur cristaux nouveaux pour lasers à solides (M. DEUTSCHBEIN).

● *Office National d'Etudes et de Recherches Aéronautiques* (O.N.E.R.A.).

Etudes de développement de la télémétrie par laser.

III — LABORATOIRES DE L'INDUSTRIE PRIVÉE

● *Compagnie Française Thomson-Houston* (Bagneux) (M. PIRCHER)

Recherches fondamentales sur les fluctuations et la cohérence des lasers — Etudes de stabilisation des lasers à gaz.

Etudes et réalisation de dispositifs de modulation de la lumière.

Etudes et réalisation de lasers à solides continus (YAG dopé au néodyme).

● *Compagnie Générale d'Electricité* (Centre de Recherches de MARCOUSSIS), (MM. ROBIEUX, RIFFARD).

Recherches fondamentales sur les lasers à gaz (nouvelles raies laser, laser à argon ionisé).

Etudes et développement de lasers moléculaires (CO_2) de grande puissance.

Recherches fondamentales et appliquées sur les lasers à solides. — Développement de lasers à solides (verre au néodyme) de très grande puissance.

Etudes d'optique non linéaire. — Amplification paramétrique.

Etudes de cristallogénèse de matériaux pour lasers à solides (rubis) et pour l'optique non linéaire.

Etudes et réalisation de télémètres-laser.

YAG.

Applications biologiques et médicales.

● *Compagnie Industrielle des Lasers* (Villarceaux)

Réalisation industrielle d'appareils et d'ensembles lasers à solides (rubis, verre au néodyme) et à gaz.

● *Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil* (C.S.F.) (Corbeville). (MM. BROUSSAUD, G. MAYER)

Recherches fondamentales sur l'effet Raman stimulé.

Etude et réalisation industrielle de lasers à solides monomodes.

Etude et réalisation industrielle de lasers à gaz (argon ionisé).

Application des lasers à gaz à l'holographie et à la reconnaissance des formes.

Lasers à semiconducteurs.

● *Laboratoires Central des Télécommunications* (L.C.T. - Paris). (M. PAUTHIER)

Recherches fondamentales sur les lasers à gaz (théorie des résonateurs optiques). Développement de lasers à gaz en vue des télécommunications.

Recherches sur les lasers à rubis.

Etudes de modulation de la lumière.

● *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquées* (L.E.P. - Paris).

Etudes de modulation de la lumière.

● *Société Anonyme des Télécommunications* (S.A.T. - Paris). (MM. DORBEC, BESSON et TRUFFERT)

Recherches fondamentales et appliquées sur les lasers moléculaires infrarouges (CO_2).

Etudes de modulation et de détection en infrarouge.

Applications particulières en télécommunications.

LES SATELLITES DU PROGRAMME DIAMANT

PAR

M. BIGNIER

Directeur des Relations Extérieures
Centre National d'Etudes Spatiales

1. Introduction

Le premier satellite scientifique français, FR-1, a été mis sur orbite le 6 décembre 1965. Le lancement a été effectué à l'aide d'une fusée américaine SCOUT, à partir de la base de Vandenberg en Californie. Il en sera de même du satellite FR-2.

Le CNES mène à bien, parallèlement, un programme de conception et de fabrication intégralement nationales qui a été baptisé DIAMANT, du nom du lanceur. Ce programme comporte la mise sur orbite d'une série de satellites, les D-1, en vue d'éprouver tant le lanceur et les éléments embarqués que les réseaux terrestres de localisation (réseau DIANE) et de télémesure et de télécommande (réseau IRIS). Nous constaterons, toutefois, que l'excellente tenue des matériels, dès le premier essai avec D-1 A surnommé DIAPASON, a permis d'élargir, avec ses successeurs DIADÈME I et DIADÈME II, une mission scientifique de géodésie qu'au départ la série D-1 ne devait poursuivre qu'à titre secondaire.

Après la série des satellites D-1, le CNES lancera le satellite D-2 qui embarquera huit expériences scientifiques.

Le premier DIAMANT a été mis à feu avec succès le 26 novembre 1965 à partir du Centre Interarmées d'Essais d'Engins Spéciaux (CIEES), base de lancement situé à Hammaguir en Algérie et a satellisé la capsule A-1. Moins de quatre mois plus tard, le 17 février 1966, à partir du même site, le deuxième DIAMANT a placé sur orbite le satellite DIAPASON. C'est la Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques (SEREB) qui a assuré la maîtrise d'œuvre du lanceur et du lancement, sous le contrôle de la Délégation Ministérielle pour l'Armement (DMA).

Ce satellite, dont la durée de vie était prévue pour trois mois, continuait de fonctionner un an après son lancement. C'est dire l'exploit remarquable accompli en un temps record par l'industrie française, sous l'égide du CNES, puisque aussi bien aucun élément de base de la technologie spatiale n'existait en France trois ans auparavant. Il a même été possible de vouer à une retraite prématurée le frère jumeau de DIAPASON, D-1 B qui, à la moindre défaillance, devait assurer la relève.

La série D-1 a été définitivement close par le lancement les 8 et 15 février 1967 des satellites DIADÈME I et DIADÈME II. Ces lancements sont les derniers effectués sur la base de Hammaguir, qu'aux termes des Accords d'Evian, la France doit évacuer le 1er juillet 1967.

Les opérations suivantes du CNES se dérouleront au Centre Spatial Guyanais qui est en voie d'aménagement.

2. Définition de DIAPASON (D-1 A)

DIAPASON a été conçu notamment pour pouvoir effectuer deux expériences, l'une scientifique (mesures géodésiques), l'autre technologique (mesures de l'effet des rayonnements sur les cellules photovoltaïques).

Le satellite se présente sous la forme d'un cylindre d'environ 50 cm de diamètre et de 20 cm de hauteur dont les deux faces circulaires supérieure et inférieure sont constituées par un capot tronconique. Sur le plancher supérieur viennent s'articuler quatre panneaux rectangulaires de 21 cm de largeur, porteurs de cellules solaires. Sur le capot supérieur sont montées quatre antennes de télémesure et de télécommande de 75 cm de hauteur environ. Dans l'axe longitudinal du satellite est placée une antenne supplémentaire de télémesure, de 20 cm de longueur. La hauteur du satellite en configuration

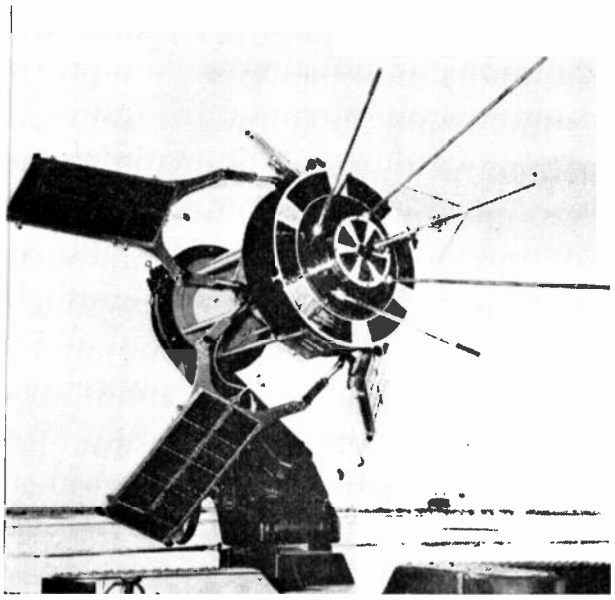


FIG. 1. — Satellite DIAPASON (D-1 A) sur le chariot de manutention (panneaux solaires déployés).

orbitale est de 1,27 m et son diamètre hors tout, de 1,15 m.

Les panneaux solaires sont repliés vers le haut tant que le satellite est protégé par la coiffe de la fusée ; ils s'appuient alors les uns sur les autres en formant une pyramide très rigide. Ils sont maintenus dans cette position à l'aide de quatre filins métalliques tendus qui relient chaque panneau à un point central du chapeau. Un dispositif pyrotechnique libère simultanément les quatre filins à un moment précis. Des ressorts disposés sur l'articulation des panneaux donnent alors le couple nécessaire à leur déploiement.

Lors de l'injection sur orbite, le satellite est solidaire d'une case d'équipements (elle-même reliée au 3e étage du lanceur) au moyen d'une sangle composée de trois parties réunies par trois vérins pyrotechniques. Lors de la mise à feu de ces vérins, la sangle disloquée s'écarte du satellite. Un ressort hélicoïdal, qui se trouvait comprimé entre la case et le satellite, se détend et imprime au satellite l'accroissement de vitesse nécessaire pour qu'il s'éloigne de la case.

2.1. STABILISATION ET ÉQUILIBRAGE

Pour fixer la direction exacte d'injection du satellite sur son orbite, l'ensemble du 2e étage vide, du 3e étage, de la case d'équipements et du satellite est mis en rotation à 270 tours/minute dans une direction choisie par le système de pilotage du 2e étage. Ce dernier se sépare alors du reste et le 3e étage est mis à feu.

Pour éviter que les panneaux solaires et les antennes ne soient soumis, lors de leur déploiement, à des forces centrifuges excessives, on ralentit la rotation à 30 tours/minute, ce qui est suffisant pour maintenir l'axe du satellite fixe. Le satellite se comporte ainsi comme un gyroscope dans l'espace. Le ralentissement est provoqué par le système dit « yoyo » qui est monté sur la case d'équipements.

Pour que le satellite se comporte comme un bon gyroscope, il faut qu'il soit équilibré autour de son axe de rotation. Ce résultat est obtenu grâce à l'adjonction de masselottes.

L'effet de couples perturbateurs, inévitables, quoique faibles, aboutit à une lente oscillation de l'axe du satellite autour de l'axe initial de rotation. Pour que le système reste stable, il faut que le moment d'inertie autour de l'axe de rotation désiré soit supérieur à celui obtenu par rapport à n'importe quel axe. Cette condition a joué un rôle important dans la détermination de la position des panneaux solaires après déploiement.

Enfin, les matériaux magnétiques ont été proscrits, dans toute la mesure du possible, et le moment magnétique résiduel global du satellite a été mesuré de façon très précise.

2.2. ENERGIE DE BORD

Toute l'énergie électrique nécessaire à bord du satellite est fournie par un générateur solaire associé à une batterie qui se charge pendant la période d'éclairement (80 mn) et qui alimente les équipements pendant la période d'ombre (40 mn).

Le générateur solaire se compose de quatre panneaux portant au total 2 304 cellules photovoltaïques au silicium de type n/p. Ces cellules sont protégées des bombardements de micrométéorites et des rayonnements particulaires par une fine plaque de verre de 150 microns d'épaisseur. Ces lames de verre portent sur leur face postérieure un filtre bleu qui limite la transmission aux bandes spectrales pour la conversion photovoltaïque et, sur leur face externe, une couche antireflets.

La batterie est constituée de huit éléments étanches nickel-cadmium montés en série, dont la capacité nominale est de 3,5 Ah. Les tensions de charge et de décharge sont respectivement de 11 et de 9 V en moyenne. La consommation des équipements du satellite est de 2,8 W lorsque les émetteurs Doppler ne fonctionnent pas ; elle passe à 5,2 W lorsque ceux-ci sont en marche (pour une durée de 16 minutes par orbite de 120 minutes) sur ordre télécommandé.

La distribution permanente et régulière de l'électricité de bord est assurée par un convertisseur-régulateur. Les émetteurs Doppler sont alimentés directement aux bornes de la batterie.

La protection de la batterie est assurée par deux dispositifs :

— un régulateur de charge qui limite le courant de charge et la tension aux bornes de la batterie en tenant compte de la température de cette dernière ;

— un système de protection de décharge qui surveille en permanence la tension aux bornes de la batterie. Dès que celle-ci devient inférieure à 8 V, l'alimentation du convertisseur principal est coupée.

2.3. TÉLÉMESURE

La télémesure — du type PFM (Pulse Frequency Modulation) — du satellite DIAPASON transmet au

sol, outre les résultats de l'expérience technologique sur les cellules solaires, une série de paramètres de surveillance des équipements de bord (tensions, courants et températures), permettant de s'assurer du bon fonctionnement du satellite. Le train PFM module en phase un émetteur piloté par quartz qui rayonne 250 mW de puissance pour une consommation supérieure à 1 watt et dont la fréquence est 136,980 MHz. La télémesure fonctionne en permanence (sauf arrêt général des équipements, au cas où la batterie a besoin d'être rechargée). La modulation en phase permet d'utiliser la porteuse comme balise et d'assurer ainsi la localisation du satellite.

Enfin, l'équipement Doppler embarqué par DIAPASON pour l'expérience de géodésie comprend un oscillateur très stable qui pilote par multiplication de fréquence deux émetteurs à 149,970 et 399,920 MHz.

2.4. TÉLÉCOMMANDE

La télécommande transmet du sol aux équipements du satellite un ordre « Marche-Expérience » qui met sous tension les émetteurs géodésiques et un ordre « Marche-Secours » qui, en cas de panne du système automatique de protection des batteries à la décharge, arrête les émetteurs géodésiques et remet en marche l'alimentation générale de tous les équipements.

Cette télécommande comprend un récepteur à fréquence de réception unique dans la bande de 122,9 Hz du type superhétérodyne, un décodeur d'ordres et un programmeur « Marche-Secours ». Le système récepteur-décodeur est du type « Adresse-Exécution », c'est-à-dire à double ton de commande, ce qui réduit considérablement les risques de perturbation par des signaux parasites en provenance du sol.

La transmission des signaux, comme leur réception, se fait à l'aide du tourniquet d'antennes monté sur le chapeau supérieur du satellite. Un duplexeur couple sur le même aérien l'émetteur de télémesure à 136,980 MHz et l'émetteur géodésique à 149,970 MHz. L'autre émetteur géodésique à 399,920 MHz dispose cependant d'un aérien spécial.

2.5. CONTROLE THERMIQUE

Dans l'espace, le satellite n'échange d'énergie thermique que sous forme de rayonnement. Il en reçoit du Soleil, comme de la Terre. Cette énergie lui parvient soit directement lorsque certaines de ses surfaces sont éclairées, soit indirectement lorsque la lumière est réfléchie ou diffusée par la Terre, la haute atmosphère ou les nuages ou encore lorsque les panneaux solaires lui fournissent du courant électrique. Le satellite, à son tour, émet un rayonnement thermique propre et doit dissiper le supplément d'énergie que peuvent lui fournir, sous forme d'effet Joule, ses circuits électroniques intérieurs ou les panneaux solaires lors de leur éclairement maximal.

La température du satellite variant en fonction du bilan des échanges, il convient d'exercer un contrôle thermique pour maintenir celle-ci entre les limites de tolérance des équipements électroniques (— 10 à + 40 °C environ).

Le satellite renferme, de surcroît, un oscillateur très stable dont le quartz est maintenu à la température de 60 °C à quelques millièmes de degré près, ce qui nécessite un contrôle actif à l'aide d'un courant électrique de régulation traversant une résistance chauffante, qui doit débiter sans arrêt, donc extraire de la batterie une certaine puissance électrique (0,650 W).

Un tel système est impensable pour l'ensemble du satellite, parce qu'il entraînerait une augmentation sensible tant de la surface couverte par les cellules solaires que du poids et du volume de la batterie. On se contente donc d'un contrôle thermique passif. Les surfaces des différents matériaux n'absorbant pas de la même façon le rayonnement solaire et n'émettant pas autant dans l'infrarouge, il est possible de choisir des peintures ou des revêtements permettant d'équilibrer le bilan des échanges.

2.6. LA CASE D'ÉQUIPEMENTS

Une case spéciale dite « case d'équipements », liant le 3e étage du lanceur au satellite et devant se séparer de celui-ci 13 minutes après le lancement, contient des équipements électroniques qui renseignent sur le fonctionnement du 3e étage et effectuent les opérations devant être commandées automatiquement ou contrôlées avant la mise sur orbite. L'alimentation des divers équipements est assurée par trois groupes de batteries et par un convertisseur statique.

C'est une télémesure du type FM/FM « AJAX » à cinq voies qui fournit les données sur le fonctionnement du 3e étage du lanceur. L'émetteur, entièrement transistorisé, d'une puissance de 2 W, émet sur la fréquence de 252 MHz à l'aide de deux antennes quart d'onde placées sur le cône de la case d'équipements.

Les manœuvres de mise sur orbite sont déclenchées séquentiellement par deux programmeurs identiques et indépendants, fonctionnant en parallèle par sécurité. Le démarrage est commandé du sol par l'intermédiaire d'une prise ombilicale.

La case d'équipements est munie également d'un répondeur radar qui fonctionne en relation avec le radar Aquitaine de la base de Hammaguir et qui permet la localisation du satellite, tant que celui-ci ne s'est pas détaché de la case, et la première détermination approximative de l'orbite.

3. Expériences faites à l'aide de DIAPASON

3.1. EXPÉRIENCES SUR LES CELLULES SOLAIRES

Cette expérience avait pour but d'étudier la dégradation subie par les cellules solaires dans un milieu hostile, en fixant sur le corps du satellite une plaquette plane comportant des cellules de même type que celles du générateur solaire pour observer l'effet des électrons et des protons (d'origine galactique, ou émis par le Soleil lors d'éruptions ou encore résultant d'explosions nucléaires en haute altitude) des zones de van Allen sur leur comportement élec-

trique et de déterminer l'attitude du satellite par rapport au Soleil.

Sur cette plaquette avaient été disposées cinq cellules nues (dépourvues de filtre), cinq cellules protégées individuellement par une fenêtre de verre de 150 microns d'épaisseur comportant un filtre interférentiel et des cellules pré-irradiées en laboratoire.

L'effet du bombardement particulaire sur les deux premiers groupes de cellules ressortait de la comparaison des tensions à leurs bornes avec la tension aux bornes du troisième groupe servant de référence.

3.2. Expérience de géodésie

La géodésie est une science qui cherche à déterminer, d'une part, la forme de la Terre par la construction d'un polyèdre circonscrit à la surface du globe (géodésie géométrique), d'autre part, l'intensité et les fluctuations du champ de pesanteur terrestre (géodésie gravimétrique).

On utilise des réseaux de triangulation au sol. L'emploi de satellites permet, en premier lieu, d'améliorer considérablement l'intérêt et la précision des mesures obtenues, grâce à des réseaux de triangulation beaucoup plus vastes dont les côtés n'ont plus 30, mais de 1 000 à 2 000 km et pour lesquels la présence des mers et des océans ne constitue plus un obstacle. En second lieu, l'analyse des variations d'orbite des satellites fournit par elle-même des renseignements sur le champ de pesanteur terrestre et inversement ces derniers peuvent aider à l'établissement des prévisions d'éphémérides de satellites.

L'expérience proposée dans le cas de Diapason consistait en une observation prolongée de tous les passages des satellites à l'aide de deux stations réceptrices Doppler situées à Beyrouth et à Nice. En outre, une station d'observation optique installée également à Nice devait prendre des clichés du satellite sur fond d'étoiles. Toutes ces mesures étaient destinées à compléter les résultats de localisation interférométrique fournis par le réseau Diane.

Si l'on embarque à bord d'un satellite un émetteur de fréquence connue et si l'on parvient à mesurer la fréquence de l'onde reçue au sol, on en déduira aisément la vitesse radiale du satellite par rapport à la station de réception. Toutefois, les ondes sont légèrement perturbées par leur passage à travers l'ionosphère ; cette perturbation étant inversement proportionnelle à la fréquence de l'onde, il est possible de l'éliminer en utilisant, non pas une seule, mais deux émissions de fréquences rigoureusement multiples l'une de l'autre. C'est ainsi qu'à bord du satellite Diapason se trouve un oscillateur à 4,999 MHz qui engendre, par multiplication de fréquences, deux ondes à 149,970 et à 399,920 MHz. Au sol, les émissions sont reçues par des antennes spéciales et les fréquences sont mesurées par comptage de cycles sur des durées de 10 secondes.

4. Définition des satellites Diadème I (D-1 C) et Diadème II (D-1 D)

Les satellites D-1 C et D-1 D n'ont fait l'objet de modification et d'adjonction par rapport à Diapason que pour leur permettre de remplir une mission plus poussée en matière de trajectographie et de géodésie, grâce au recours à la télémétrie laser. Ces différences portent essentiellement sur les points suivants :

4.1. Cataphotes

Un ensemble de 144 cataphotes est aménagé sur le satellite. Le réflecteur est un coin de cube dont la face d'entrée est hexagonale et les trois faces arrière réfléchissantes trirectangulaires. Le côté de l'hexagone a 18 mm de longueur. La planéité des faces est meilleure que le tiers de la longueur d'onde ($\lambda = 0{,}7\ \mu$). Pour tenir compte des effets d'aberration dus à la vitesse du satellite, des défauts ont été volontairement introduits sur la perpendicularité des faces réfléchissantes. Ces défauts sont compris entre 2 et 3 secondes. Les faces réfléchissantes sont recouvertes d'une couche d'argent, elle-même protégée par un dépôt de monoxyde de silicium. Le matériau choisi, de la silice synthétique très pure, a été préféré pour sa résistance aux rayonnements.

L'ensemble des réflecteurs retourne précisément vers sa direction d'origine (à quelques seconde près) le rayon laser qui l'atteint dans un angle de 140 degrés environ.

4.2. Stabilisation

Diapason était stabilisé sur lui-même par rotation. Il gardait donc une orientation fixe par rapport à la voûte céleste, mais non par rapport à la Terre. Par contre dans le cas de Diadème I et de Diadème II la présence de cataphotes rend nécessaire une orientation vers la Terre. On fixe donc sur le satellite un aimant qui tend à orienter son axe parallèlement aux lignes de force du champ magnétique terrestre. Ainsi dans l'hémisphère Nord, c'est toujours la même face du satellite qui est tournée vers la Terre et, d'autre part, aux latitudes où se trouvent les stations laser, le champ magnétique terrestre fait avec la verticale locale un angle faible (30 degrés environ pour l'Observatoire de Haute-Provence). Ce dispositif strictement passif est extrêmement simple. Il entraîne cependant des répercussions importantes sur de nombreuses fonctions du satellite.

En fait, le système d'orientation doit remplir trois rôles différents :

— orienter le satellite sur le champ magnétique terrestre,

— amortir les oscillations du satellite autour du champ terrestre,

— freiner la rotation résiduelle du satellite mis sur orbite pour l'annuler pratiquement, après action du yoyo.

L'objectif fixé est d'effectuer les premières expériences de télémétrie par laser le plus tôt possible après le lancement (on s'est donné un maximum de

dix jours). Il faut donc qu'à ce moment les mouvements initiaux soient suffisamment amortis.

Le dispositif de stabilisation prévu à cet effet comporte essentiellement deux parties distinctes :

— un dispositif moteur : quatre aimants permanens (Ticonal 600), qui sont collés sur la tranche des panneaux solaires et à leur extrémité et dont le moment magnétique global est aligné sur l'axe à orienter, créent un couple d'orientation dans le champ géomagnétique ;

— un dispositif d'amortissement : quatre fils d'un matériau (Anhyster DS) capable de s'aimanter fortement dans le champ magnétique terrestre sont placés dans des tubes fixés sous le plancher inférieur du satellite ; la rotation résiduelle du satellite après action du yoyo (inférieure à 5 tours/minute) et les oscillations de l'axe du satellite autour de la ligne de force locale soumettent ces fils à des champs variables, d'où il résulte une dissipation d'énergie par hystérésis magnétique dans les fils et, en fin de compte, l'annulation des mouvements néfastes à l'expérience. Les calculs ont montré que, sur D-1 C et D-1 D, on devait obtenir un ralentissement de la rotation de l'ordre d'un tour/minute par jour et un dépointage inférieur à 2 degrés, à partir d'un dépointage initial de 90 degrés, en un jour et demi environ.

4.3. Controle thermique

Les études thermiques effectuées pour Diapason ont dû être entièrement reprises, pour les deux raisons suivantes :

— Diadème I et Diadème II portant des cataphotes, dont certains sont placés sur le corps du satellite lui-même, les échanges thermiques ne sont plus les mêmes ; les autres cataphotes, fixés sur les panneaux solaires, ont modifié les ombres portées sur le corps du satellite ;

— Diadème I et Diadème II étant stabilisés sur le champ magnétique terrestre peuvent présenter longtemps le même côté au Soleil, contrairement à Diapason qui tournait rapidement sur lui-même.

Les revêtements extérieurs du satellite sont donc assez différents de ceux de D-1 A. C'est ainsi que des feuilles d'or ont été ajoutées sur la partie cylindrique du corps du satellite.

4.4. Détecteurs solaires pour la détermination de l'attitude

Pour contrôler sommairement l'orientation du satellite, on a disposé un ensemble de six petites plaquettes de cellules solaires aux extrémités des panneaux ; groupées trois par trois, elles définissent huit trièdres, ce qui permet le connaître la direction du Soleil par rapport au satellite.

Quant à la télécommande qui mettait en marche les émissions Doppler de Diapason, elle a été supprimée sur Diadème I et Diadème II, ces satellites émettant de façon continue.

4.5. Cases d'équipements

La case d'équipements de Diapason pesait 19 kg, soit pratiquement autant que le satellite. A la suite du bon fonctionnement des deux premières fusées Diamant, la part des mesures consacrées au comportement du lanceur a pu être réduite dans le cas re Diadème I et de Diadème II. Cet allègement devait, par ailleurs, permettre d'augmenter l'altitude du périgée de Diadème I et de Diadème II, ce qui favorisait l'objectif scientifique du programme de géodésie.

En fait, on a construit deux types de cases, l'une encore plus allégée que l'autre. La télémesure qui comptait cinq voies de transmission sur Diapason est réduite à une seule voie sur Diadème I. Quant à la case de Diadème II, elle est totalement dépourvue de chaîne de télémesure.

En revanche, les cases d'équipements de Diadème I et de Diadème II comportent le même programmeur électronique pour la distribution d'ordres que Diapason.

Enfin, le répondeur-radar qui se trouvait dans la case d'équipements et était donc satellisé avec Diapason est disposé, pour ce qui est de Diadème I et de Diadème II, dans la case inter-étages, entre le 2e et le 3e étages, ce qui permet un gain notable de poids. En contrepartie, la trajectographie de la phase finale de la mise sur orbite ne peut plus être suivie par le radar Aquitaine ; en fait, les moyens radio-interférométriques qui, eux aussi, ont fait leurs preuves, sont suffisants. Comme il a déjà été indiqué, le dispositif yoyo monté dans la case d'équipements pour réduire la vitesse de rotation de Diapason de 300 à 30 tr/mn environ a été réétudié pour tenter d'annuler cette vitesse de rotation sur Diadème I et Diadème II et la vitesse résiduelle due aux imprécisions du yoyo sera progressivement annulée par les barreaux magnétiques amortisseurs.

5. Le programme scientifique des satellites Diadème I et Diadème II

Les études de géodésie par mesure de l'effet Doppler et par photographie sur fond d'étoiles qui ont été effectuées avec Diapason vont se trouver élargies et approfondies avec Diadème I et Diadème II, grâce à des réflecteurs embarqués permettant des expériences de télémétrie laser, méthode qui est sans doute la plus précise en ce domaine. En tout état de cause, ces satellites autorisent une comparaison ou une combinaison des diverses méthodes.

Le 24 janvier 1966, une équipe du Service d'Aéronomie du CNRS, installée à l'Observatoire de Haute-Provence, est parvenue à recevoir au sol des échos émis par laser et réfléchis par le satellite Beacon Explorer B (c'était d'ailleurs la première fois qu'une telle expérience était réalisée hors des Etats-Unis). Depuis lors, elle a poursuivi une série de mesures systématiques avec divers satellites américains, Beacon Explorer B et C et Geos.

Les satellites Diadème I et Diadème II sont évidemment plus modestes que le satellite Geos qui, stabilisé par gradient de gravité, comporte en plus de ses cataphotes et de ses émetteurs Doppler, un flash lumineux télécommandé, ce qui améliore grandement les photographies sur fonds d'étoiles.

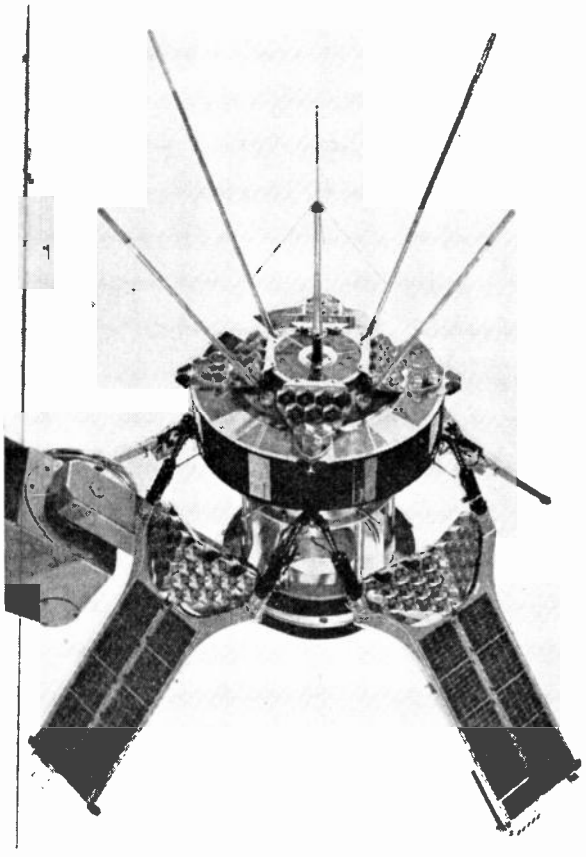


FIG. 2. — Vue générale de DIADÈME montrant l'implantation des cataphotes sur le satellite.

Cependant DIADÈME I et DIADÈME II, outre l'expérience que leur construction et leur mise en œuvre complète donnent aux équipes françaises, ont leur intérêt propre : leurs orbites ont pu être optimisées (inclinaison, altitude de l'apogée, moment de lancement) pour obtenir les meilleures conditions de visibilité simultanée par les trois points du triangle géodésique Saint-Michel, Stephanion, Colomb-Béchar. Cette expérience de triangulation au moyen de laser est, à notre connaissance, la première du genre.

D'autre part les orbites choisies, peu inclinées par rapport à l'équateur (40°), doivent apporter sur le potentiel terrestre, des renseignements qui compléteront ceux qui sont fournis par les satellites américains placés sur orbites polaires.

D'ailleurs l'intérêt du programme scientifique D-1 C et D-1 D a été reconnu par le Smithsonian Astrophysical Observatory des Etats-Unis, qui participera aux mesures et avec lequel les résultats scientifiques seront librement échangés.

Bien qu'identiques, DIADÈME I et DIADÈME II ont été placés sur des orbites différentes. Initialement DIADÈME II devait avoir un périgée plus élevé que DIADÈME I. En fait une perte de performances, constatée au cours du premier lancement, a conduit à modifier l'orbite initialement prévue et à donner le même périgée aux deux satellites. Le choix des éléments d'orbite des satellites DIADÈME I et DIADÈME II est le fruit d'un compromis entre plusieurs impératifs contradictoires :

— nécessité d'un périgée assez élevé (supérieur à 500 km), pour diminuer l'importance des frottements et pour pouvoir, de la sorte, procéder à des expériences de géodésie dynamique ;

— nécessité d'un apogée assez élevé (de l'ordre de 1 500 km), pour être à même d'obtenir des observations laser simultanées à partir de trois stations ;

— nécessité d'une inclinaison sur l'équateur assez grande (supérieure à 40 degrés), pour favoriser également les observations laser simultanées.

Etant donné le lieu du lancement et les performances du lanceur, toute augmentation du périgée ou de l'inclinaison sur l'équateur aboutit à une diminution de l'altitude de l'apogée. Une étude d'optimisation a permis le choix le plus judicieux. DIADÈME II ayant l'apogée le plus haut se prête bien à la télémétrie laser simultanée à partir de trois stations, c'est-à-dire à la géodésie de position.

5.1. LA TÉLÉMÉTRIE LASER

On mesure le temps de propagation aller et retour d'une impulsion lumineuse émise par un laser situé à terre et réfléchie par le satellite. L'impulsion est de très courte durée (30 nanosecondes) et de très grande énergie (30 mégawatts, soit $3{,}5.10^{18}$ photons de longueur d'onde 6943 Å. Les rétroréflecteurs du satellite renvoient l'impulsion de lumière en direction de la station. En moyenne, 2 500 photons sont récupérés par le télescope qui est chargé de les collecter et qui est solidaire du laser. On parvient à mesurer la durée de propagation à 10 nanosecondes près (10^{-8} s).

Un opérateur attend le satellite en un endroit du ciel prédit par des éphémérides ; lorsqu'il aperçoit le satellite dans son viseur, il le maintient avec précision à la croisée des fils du réticule et tire des rafales d'impulsions (1 coup par seconde). Cette visée optique du satellite exige évidemment que celui-ci soit éclairé par le Soleil et que l'observateur soit dans la nuit. Les mesures ne sont donc possibles qu'au début et à la fin de la nuit. La magnitude de DIADÈME I varie entre 8 et 11 selon sa distance par rapport à l'observateur.

L'instant d'émission est détecté par une cellule photoélectrique, celui de réception par un photomultiplicateur. De faux signaux peuvent être reçus, donnant ainsi des valeurs de distances erronées. Ils peuvent être dus à des photons parasites provenant du fond de ciel ou à des impulsions de bruits parasites émanant du photomultiplicateur. Pour les éliminer, on place avant le photomultiplicateur une série de filtres dont un filtre interférentiel de largeur 18 Å qui ne laisse passer rigoureusement que la longueur d'onde du laser. D'autre part, comme la distance du satellite est approximativement connue par les éphémérides, on ne tient compte que des photoélectrons émis dans un intervalle de temps restreint pendant lequel peut normalement apparaître l'écho.

La télémétrie laser nécessite donc l'équipement suivant :

— une tourelle de poursuite comprenant une lunette, un émetteur laser à rubis, un télescope col-

lecteur de photons, suivi d'une série de filtres, et un photomultiplicateur ;

— un ensemble électronique de réception composé principalement d'une horloge, d'un chronographe et d'une baie de comptage.

5.2. Stations de réception

Les stations Doppler et laser sont respectivement situées à l'Observatoire de Haute-Provence, à Stephanion près de Corinthe (Grèce) et à Colomb-Béchar (Algérie). La chambre photographique de poursuite optique, pour sa part, est installée à l'Observatoire de Nice.

Pour la télémétrie laser et la poursuite optique, il faut que la station se trouve dans l'obscurité afin que le satellite, qui doit lui-même être éclairé par le Soleil, soit visible. Il convient, de surcroît, que le ciel soit clair et dégagé.

Pour les expériences de géodésie par laser à partir de stations, il est indispensable que ces conditions soient respectées simultanément sur un arc d'orbite de quelques degrés. Les passages répondant à ces impératifs sont assez rares (dans la proportion de 1 sur 23) et conditionnent, en grande partie, le choix du créneau de lancement.

Les mesures effectuées sont utilisées simultanément au stade du traitement des observations. Il est donc nécessaire que les stations visent au même instant des points de l'espace très proches. La précision des mesures laser étant de 1,5 m, il convient que le satellite ne se déplace pas d'une distance supérieure entre les moments où les stations font leurs observations, ce qui impose une synchronisation au dix millième de seconde près (équivalent à 80 cm de course du satellite).

Pour obtenir cette très sévère synchronisation, les stations d'observation ont été dotées d'oscillateurs atomiques. Les horloges atomiques des stations sont recalées et comparées mensuellement au moyen d'une horloge atomique de référence qui est transportée par avion de station en station. Cette horloge itinérante est elle-même comparée, avant et après chaque voyage, à une horloge atomique du Bureau International de l'Heure de Paris.

Les oscillateurs atomiques utilisés dans toutes les stations sont à vapeur de rubidium et fonctionnent par pompage optique.

Les observations des différentes stations, enregistrées sous diverses formes, sont transmises par télex ou par voie postale au CNES à Brétigny où la Division Mathématiques, à partir des documents obtenus, élabore des cartes perforées à l'intention des différents organismes intéressés. Le traitement des données est assuré par le Bureau des Longitudes (principalement pour les expériences Doppler) et par le Service d'Aéronomie (pour l'expérience laser).

6. Lancement et plan d'opérations

6.1. Le lanceur diamant

Ce lanceur, fabriqué sous la maîtrise d'œuvre de la Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques (SEREB), sous contrôle de la Délégation Ministérielle pour l'Armement (D.M.A.), est un véhicule à trois étages, le premier utilisant des ergols liquides, les deux autres des ergols solides. Il est l'aboutissement de la série des véhicules « Pierres Précieuses » fabriqués par la SEREB : Emeraude, qui représente, en fait, le premier étage du lanceur, Topaze, qui en constitue le second étage, et Rubis dont est dérivé le troisième étage. La longueur totale du Diamant est de 19 m ; sa masse totale de 18,4 tonnes. Les deux premiers étages sont pilotés et non pas guidés, c'est-à-dire que le lanceur décrit une trajectoire nominale selon un programme fixé à l'avance et enregistré dans le programmeur de bord. Le 3e étage, en revanche, n'est pas piloté, mais simplement stabilisé à la vitesse de rotation de 270 tr/mn autour de son axe longitudinal.

Le 1er étage est piloté en tangage et en lacet grâce à une tuyère orientable. Le pilotage en roulis est assuré par les gouvernes aérodynamiques disposées sur la jupe arrière de l'étage. La direction du 2e étage est contrôlée par la rotation de ses quatre tuyères mobiles.

Quant au 3e étage, il est d'abord orienté convenablement grâce à un bloc électronique de basculement, avant mise en rotation, puis allumé ; ce basculement l'oriente dans une direction pratiquement confondue avec l'horizontale locale du point d'injection.

6.2. Le lancement

A leur arrivée sur la base de lancement, la case d'équipements et le satellite sont d'abord vérifiés dans un laboratoire ; au moment de la préparation du Diamant, ils sont assemblés et montés au sommet du 3e étage du lanceur, sur le portique de départ (la veille du lancement). Ce portique est équipé d'une cabine étanche et climatisée afin de protéger le satellite avant la mise en place de la coiffe.

A partir de cet instant, les contrôles du satellite se font essentiellement par deux voies :

— par les prises ombilicales qui sont rattachées au blockhaus au voisinage de la rampe de lancement ;

— par les télémesures du satellite et, éventuellement, de la case, qui sont reçues par différentes stations de réception et d'enregistrement implantées sur la base de lancement.

Dans les dernières secondes à rebours (H—20 secondes), la prise ombilicale du satellite est éjectée ; celle de la case d'équipements est libérée 2 secondes avant la mise à feu du lanceur.

6.3. Caractéristiques des orbites

L'orbite de Diapason est la suivante :

— Diapason :

périgée, 505 km,
apogée, 2 740 km,
période de révolution, 118,74 mn, avec une inclinaison de 34° sur l'équateur.

Pour les deux autres satellites, les caractéristiques d'orbite sont respectivement les suivantes :

- DIADÈME I :

périgée, 576 km,
apogée, 1 350 km,
période de révolution, 104,3 mn, avec une inclinaison de 40,4° sur l'équateur.

- DIADÈME II :

périgée, 592 km,
apogée, 1 886 km,
période de révolution, 110,22 mn, avec une inclinaison de 39,44° sur l'équateur.

Les heures de lancement de ces satellites ont été choisies en fonction des exigences imposées par les visées laser.

6.4. LES STATIONS DES RÉSEAUX DIANE ET IRIS

Une fois sur orbite, le satellite est pris en charge pour la localisation par les stations du réseau DIANE et pour la télémesure et la télécommande (dans le cas de DIAPASON) par les stations du reseau IRIS. Ces stations ayant fait l'objet d'études détaillées dans les numéros de janvier et de février 1966 de « L'Onde Electrique », nous nous contenterons ici de les énumérer.

Le Réseau DIANE comprend la station de Prétoria et la station de Las Palmas (Canaries). Cette dernière station remplace depuis novembre 1966 la station de Hammaguir qui avait servi pour la campagne DIAPASON.

Le Réseau IRIS comprend les stations de Brétigny, Prétoria, Ouagadougou, Brazzaville et Stephanion (Grèce). Cette dernière station, mobile, avait été installée antérieurement à Beyrouth pour la campagne DIAPASON.

7. Traitement des informations

7.1. INFORMATIONS DE TÉLÉMESURE

Lorsque les bandes magnétiques enregistrées arrivent au Centre Spatial de Brétigny, elles sont rassemblées et contrôlées au Centre d'opérations puis transmises au Centre de traitement des données.

Les opérations de dépouillement consistent à transformer en informations numériques les messages codés transmis par le satellite ou par la case d'équipements. Ces donnces numérisées peuvent alors être traitées directement sur un calculateur électronique.

Le Centre de traitement des données a pour rôle non seulement de transformer les enregistrements analogiques de télémesure en données numériques directement utilisables par le calculateur, mais aussi de corriger toutes les imperfections qui se sont introduites depuis la modulation à bord du satellite jusqu'à l'enregistrement au sol. Ce Centre est équipé d'appareils nombreux, car chaque satellite a sa propre télémesure et il faut prévoir un banc de traitement pour chaque type de télémesure (télémesure PAM/FM du satellite FR-1, utilisée également pour les cases d'équipements de D-1, télémesure PFM pour les satellites D-1).

Le Centre de calcul qui est équipé de calculateurs IBM 360, 7040 et 1401, effectue le traitement des bandes numériques de télémesure. Ce traitement s'opère en deux étapes :

— en premier lieu, un programme de restitution de la télémesure du satellite calibre et enregistre les informations sur une bande magnétique qui servira d'entrée à la deuxième phase du calcul. Ce programme rassemble les mesures recueillies par le satellite et les paramètres obtenus par calcul d'orbite, ce calcul donnant la position et l'éclairement du satellite ;

— un second programme fournit aux expérimentateurs les éléments pour la détermination de l'attitude du satellite.

En outre, lorsque le satellite passe en vue de Brétigny, il est possible de connecter une entrée directe du calculateur IBM 7040 à un convertisseur analogique numérique, qui est lui-même en liaison avec la station Iris. La télémesure est alors acquise « en temps réel » par la station Iris, numérisée par le convertisseur analogique numérique, décommutée, dépouillée, calibrée et imprimée par le calculateur.

7.2. INFORMATIONS DE LOCALISATION

Le Centre de calcul effectue également le traitement de toutes les données de localisation.

7.3. PROGRAMMES POUR L'EXPLOITATION DES DONNÉES

Depuis 1964 , un certain nombre de programmes arithmétiques ont été entrepris pour mettre au point les méthodes d'exploitation des données d'un satellite, qu'il s'agisse des données de télémesure ou de localisation. En particulier, trois programmes mathématiques ont été mis au point, concernant la poursuite d'un satellite :

- le programme de détermination de l'orbite initiale rend possibles une première évaluation du point d'injection et le diagnostic de satellisation, à partir des informations radar et Doppler ;

— le programme de correction différentielle des paramètres d'orbite permet, à partir des mesures faites par les stations interférométriques pendant une période de huit jours, de reconstituer avec précision la trajectoire du satellite :

— le programme de prévision de passage donne, pour une station d'observation, les coordonnées et les temps de passage du satellite.

⁂

Les satellites de la série D-1 auront servi à prouver que l'industrie aérospatiale française est parvenue à pleine maturité. De surcroît, du point de vue scientifique, les expériences qu'ils ont permises augurent bien de celles qui seront confiées, à l'avenir, aux satellites français.

Février 1967.

EQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE DES SATELLITES EUROPÉENS ESRO I, HEOS A, TD I ET TD 2

PAR

WI. KOREICHO et J. L. LAVOISARD

Ingénieurs à la Société Anonyme de Télécommunications

1. Introduction

Les programmes de l'Organisation Européenne de Recherches Spatiales (ESRO) prévoient, dans un avenir proche, des lancements de satellites scientifiques. Les études et réalisations correspondantes font l'objet de contrats divers établis avec des firmes appartenant aux dix pays membres de l'organisation.

La Société Anonyme de Télécommunications (SAT) s'est vu confier, dans le cadre de ces activités, des travaux dont certains concernent la fourniture d'équipements de télémesure embarquée.

De tels équipements constituent l'une des ossatures fondamentales de la recherche spatiale. Ils sont, en effet, chargés de rassembler et de transmettre au réseau d'observation terrestre les informations sans lesquelles le satellite pourrait n'être autre chose qu'un objet inerte sans intérêt aucun.

Ces informations sont issues :

— des instruments scientifiques embarqués ;

— des équipements de surveillance destinés par ailleurs à procurer des renseignements sur le comportement technique de l'engin.

La fabrication d'un matériel de ce genre exige des soins particuliers et le respect intégral des règles de l'art. Aussi la Société Anonyme de Télécommunication a-t-elle été amenée à accroître ses moyens dans le domaine des techniques avancées pour faire face à ces problèmes nouveaux.

Ainsi, par exemple, l'assemblage et le contrôle de ces équipements, en partant du sous-ensemble élémentaire et jusqu'au stade final, sont-ils entièrement réalisés dans un atelier unique spécialement équipé à cet effet et, en outre, dépoussiéré et climatisé (fig. 1).

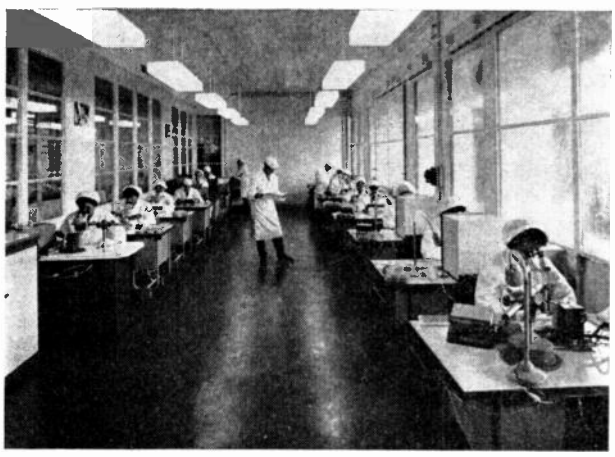


FIG. 1. Vue d'ensemble de l'atelier de montage

2. Satellites de l'ESRO équipés de télémesure SAT

Les satellites de l'ESRO dont la télémesure est fournie par la S.A.T. sont : ESRO I, HEOS A, TD1 et TD2.

ESRO I est un satellite de 80 kg de masse ; il a pour mission de recueillir des informations sur l'ionosphère, et les particules au-dessus du Pôle Nord. Son orbitre est par conséquent basse (apogée : 1 500 km, périgée : 280 km) ce qui correspond à une période de révolution de l'ordre de 100 mn) avec, par ailleurs, une inclinaison sur l'équateur terrestre de 91°. Il doit être lancé par une fusée SCOUT de la NASA, à partir de la base de VANDENBERG, en septembre 1967 ; sa « fenêtre » de lancement est conditionnée par des expériences portant sur les aurores boréales.

HEOS A (Highly Eccentric Orbit Satellite) est un engin de 105 kg de masse ; il a pour mission l'étude des champs magnétiques interplanétaires et des rayons cosmiques. Son orbitre est donc fortement excentrique (apogée : 250 000 km, périgée : 200 km) ce qui correspond à une période de révolution légèrement inférieure à 6 jours, avec, en outre, une inclinaison sur l'équateur terrestre de 33 °. Il doit être lancé par une fuseé du type DELTA, à partir du Cap KENNEDY, dans la seconde moitié de 1968. Cette époque de lancement avoisine un maximum d'activité scolaire.

TD1 et TD2 sont des satellites plus lourds (400 kg de masse) appartenant à la série TD (« Thor Delta »). TD2 a pour mission des études portant sur les relations solaires-terrestres durant le maximum d'activité solaire. Son lancement, prévu de ce fait pour la fin 1969 et à partir de VANDENBERG, le mettra sur une orbite circulaire de 500 km d'altitude, inclinée de 97,4° sur l'équateur terrestre.

TD1 a pour objet l'astronomie stellaire et les rayons cosmiques; il sera lancé 6 mois après TD2 à partir de la même base sur une orbite elliptique de 1 200 km d'apogée et de 350 km de périgée, avec une inclinaison de 90° sur l'équateur terrestre.

3. Caractéristiques communes aux télémesures

Les équipements de télémesures SAT destinés aux satellites de l'ESRO possèdent des caractéristiques qui sont les suivantes.

3.1. NATURE DES DONNÉES A TRANSMETTRE

Les informations sont appliquées au système de télémesure sous forme :

— de voies dites « analogiques » où la donnée est traduite en une tension évoluant dans une étendue de mesure déterminée ;

— de voies dites « numériques série » où la donnée, préalablement quantifiée et codée, est traduite en une séquence limitée d'impulsions : cette séquence est alors délivrée aux moments convenables, sur sollicitation de la télémesure ;

— de voies dites enfin « numériques binaires » et qui reflètent l'état d'un phénomène susceptible de deux apparences distinctes.

3.2. STRUCTURE DU MESSAGE

La structure du message de télémesure résulte principalement d'un échantillonnage puis d'un multiplexage séquentiel à un rythme numérique constant des données à transmettre. Ceci exige la numérisation préalable des échantillons qui se présentent sous une forme analogique.

Chaque échantillon correspond alors, dans le message obtenu (et appelé message PCM), à un « mot » dont la capacité d'information résulte d'un nombre constant et déterminé de « digits ».

De tels mots sont séquentiellement groupés pour constituer des « cycles courts », le groupement de tels cycles constituant le « cycle long » ; ce dernier est le cycle minimal durant lequel toutes les voies sont échantillonnées au moins une fois.

Mais le cycle long — et parfois le cycle court — comportent un code de synchronisation périodique qui fournit un repère temporel nécessaire au déchiffrage du message à la réception. Le contenu d'un tel code, constitué par un ou plusieurs mots spécialement affectés à cet usage, et d'une structure définie à l'avance, dépend de la stratégie d'acquisition de message envisagée.

En premier lieu, la longueur du code est suffisante pour que la probabilité d'une présence durable d'une configuration parasite identique ou très proche, puisse être considérée comme négligeable.

En second lieu, la configuration même du code est choisie de manière telle que sa fonction d'auto-corrélation tronquée soit aussi sélective que possible. On aboutit ainsi à des structures pseudo-aléatoires dont le choix est capital.

L'illustration pourrait en être faite, en d'autres termes et à titre d'exemple, par un code constitué d'une suite de niveaux logiques constants : il suffirait alors que cette suite soit simplement précédée ou suivie d'un digit de même valeur (ce qui est probable à 75 %) pour que la localisation exacte du code de synchronisation devienne impossible.

Enfin, des données relatives à l'identification des cycles courts dans le cycle long ou au temps local sont souvent incorporées au message.

Le message PCM résulte donc du recensement de toutes les données à transmettre ; il lui correspond un « format » dont un exemple est fournit plus loin, sous forme d'un tableau.

4. Elaboration finale du message

Le message de télémesure émis par le satellite est en définitive issu d'une modulation de phase par le signal PCM d'une onde radio-électrique. L'indice de modulation correspondant est de l'ordre du radian, ce qui représente un bon compromis entre :

— la recherche d'un bilan de transmission favorable par accroissement de l'indice de modulation ;

— le désir légitime d'assurer l'écoute du satellite sans seuil de réception.

Cela conduit à une première démodulation de phase du type «synchrone», exigeant la présence, à un niveau convenable, de l'onde porteuse dans le signal émis.

Toutefois les moyens de poursuite des instruments du réseau d'observation terrestre demandent de plus que l'onde porteuse radio-électrique émise par le satellite soit convenablement épurée dans son voisinage spectral immédiat.

Aussi l'excès de lenteur du rythme numérique de certains messages PCM conduit à moduler cette onde radio-électrique par l'intermédiaire d'une sous-porteuse de fréquence suffisamment élevée. Cette modulation intermédiaire résulte alors d'un effet d'inversion de phase sur une onde de fréquence multiple du rythme numérique du signal PCM et en cohérence de phase avec ce dernier. Tel est le cas pour la télémesure HEOS A et, en partie, pour la télémesure ESRO I.

5. Télémesure ESRO I

L'articulation du système de télémesure du satellite ESRO I est conditionnée par la nature :
— de l'orbite du satellite ;
— des expériences scientifiques projetées.

Elle est également conditionnée par l'existence de deux catégories de données à transmettre.

Ces dernières correspondent à des cadences d'échantillonnage différant d'un ordre de grandeur. On les distingue donc par :
— l'ensemble des données à cadence lente ;
— l'ensemble des données à cadence rapide.

5.1. Exposé du problème

Les données à cadence lente sont élaborées par les instruments de bord d'une manière ininterrompue et tout au long de la vie du satellite.

L'impossibilité de l'écoute permanente du satellite, qui résulte de la limitation du nombre des stations de réception du réseau utilisée, et le désir d'acquérir néanmoins le maximum d'informations, conduisent à bâtir pour cette catégorie de données : une télémesure à cadence lente et en temps réel et une autre en temps différé.

Par ailleurs les données à cadence rapide sont issues des expériences ayant trait à des phénomènes typiques de la zone aurorale : elles ne sont donc enclenchées qu'épisodiquement dans cette zone, et uniquement lorsque la disposition des stations de réception permet l'écoute du satellite durant la phase active des expériences correspondantes.

Ceci conduit donc à bâtir pour cette catégorie de données : une télémesure à cadence rapide et en temps réel.

5.2. Caractéristiques requises

5.2.1. *Télémesures à cadence lente et en temps réel*

Cette télémesure fonctionne en permanence. Elle peut être captée, dès que possible par toute station du réseau d'observation terrestre équipé en conséquence.

L'émission correspondante est également utilisée pour assurer le pointage automatique des antennes des stations de réception en vue de la localisation du satellite par les moyens de poursuite.

Les caractéristiques essentielles de cette télémesure sont les suivantes :

Nombre de voies analogiques	: 68
Précision de la conversion analogique numérique	: 8 digits significatifs
Nombre de voies numériques série	: 15
Nombre de voies numériques « Tout ou rien »	: 24
Rythme digital	: 320 bits/seconde
Puissance d'émission	: 200 mW
Fréquence d'émission	: 136,170 MHz
Modulation	: de phase par une sous porteuse à 2 560 Hz, elle même modulée en biphase par le signal PCM (modulation dite PSK).

5.2.2. *Télémesure à cadence lente et en temps différé*

Cette télémesure est destinée à « ramener » lorsque c'est possible et à travers le réseau d'observation les informations recueillies dans les zones inacessibles directement à ce dernier.

Pour ce faire les données à cadence lente sont également au fur et à mesure de leur éboration, enregistrées dans un mécanisme à bande magnétique ; la capacité d'enregistrement correspond à la période de révolution du satellite, soit 100 mn environ.

La transmission différée de ces informations s'effectue à partir de la lecture de la bande magnétique. Cette opération est déclenchée sur un ordre de télécommande après apparition du satellite dans le champ de la station d'observation choisie, et une fois effectué le pointage des antennes de réception.

Par ailleurs, et avant que le satellite ne quitte l'horizon de la station, un nouvel ordre de télécommande replace le mécanisme à bande magnétique en position d'enregistrement.

Les caractéristiques essentielles de cette télémesure sont les suivantes :

En mode « enregistrement » :	
Rythme numérique	: 320 bits/s.
Code enregistré	: bi-phase.
Durée d'enregistrement	: 100 mn.
En mode « reproduction »	:
Rythme numérique	: 10 240 bits/s.
Durée de reproduction	: 3 mn.
Puissance d'émission	: 1 100 mW.
Fréquence d'émission	: 136,950 MHz.
Modulation	: de phase par un code bi-phase.

5.2.3. *Télémesure à cadence rapide et en temps réel*

Cette télémesure est enclenchée par ordre de télécommande, mais seulement si la période de couverture de la station est compatible avec une phase active de 5 à 8 mn des expériences en question, compte tenu des délais nécessaires au pointage des antennes de réception et au pré-chauffage des expériences embarquées. En outre, et si la période de couverture le permet, la même station peut, de plus, servir à la réception en temps différé des données à cadence lente.

Les caractéristiques essentielles de cette télémesure sont les suivantes :

Nombre de voies analogiques	: 19.
Précision de la conversion analogique numérique	: 8 digits significatifs.
Nombre de voies numériques « série »	: 14.
Rythme numérique	: 5 120 bits/s.
Code	: bi-phase.
Puissance d'émission	: 1 200 mW.
Fréquence d'émission	: 136,950 MHz.
Modulation	: de phase.

5.3. Formats de télémesure

La figure 2 procure, à titre d'exemple et sous forme d'un tableau, le format de la télémesure à cadence rapide et en temps réel.

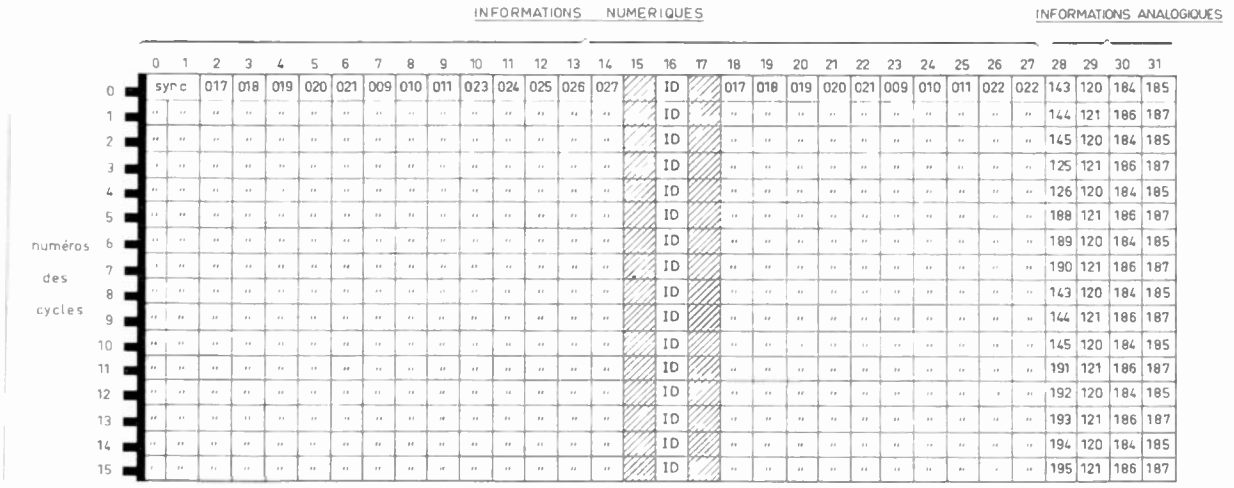


FIG. 2. Exemple de format de télémesure PCM

Une case élémentaire du tableau correspond à un mot de 8 digits ; 32 mots consécutifs constituent le cycle court, 16 cycles courts consécutifs constituant le cycle long.

Le cycle court débute par un code de synchronisation invariant de 2 × 8 digits ; chaque cycle court est identifié à son dix-septième mot (colonne 16 du tableau). Les colonnes 15 et 17 du format sont inutilisées.

La figure 3 fournit, avec la structure du code de synchronisation imposé, la fonction d'auto-corrélation tronquée correspondante.

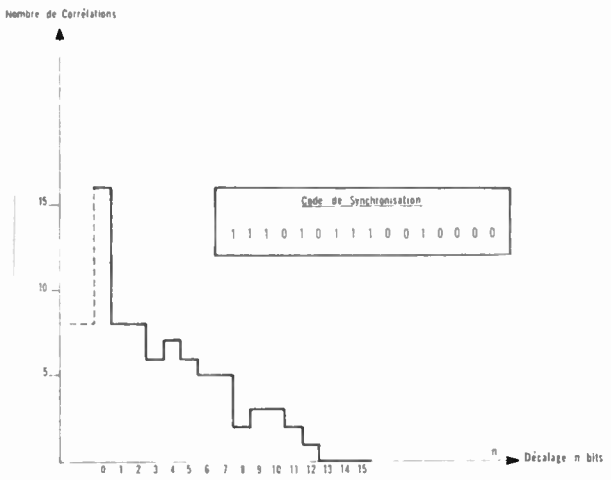


FIG. 3. — Code de synchronisation ESRO I et fonction d'auto-corrélation tronquée.

5.4. SOLUTION RETENUE

La solution retenue pour satisfaire les exigences ci-dessus est schématiquement représentée sur la figure 4.

Elle comporte les sous-systèmes suivants :

— le codeur PCM ;

— le mécanisme à bande magnétique ;

— un émetteur à « basse » puissance, normalement utilisé pour la transmission en temps réel des données à cadence lente ;

— un émetteur à « haute » puissance, normalement utilisé pour la transmission en temps différé des données à cadence lente ou celle en temps réel des données à cadence rapide.

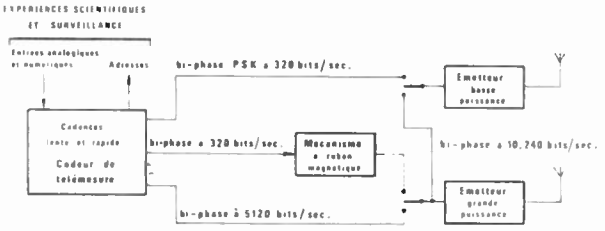


FIG. 4. — Diagramme schématique de la télémesure ESRO I.

Les modes de fonctionnement possibles sont désignés ci-après :

Mode	Cadence	Temps de Transmission	Puissance d'émission	Mécanisme à bande magnétique
Normal I	Lente	Réel	Basse	Enregistrement
Normal II	Lente	Réel	Basse et Haute	Enregistrement
Normal III	Lente	Différé	Haute	Reproduction
Secours I	Lente	Différé	Basse	Reproduction
Secours II	Rapide	Réel	Basse	Enregistrement

Ces modes sont obtenus par voie de télécommande. Ceux de secours sont utilisés en cas de panne de l'émetteur « haute » puissance lequel cesse alors d'être alimenté.

Il est à noter que, dans le cas d'une panne de l'émetteur « basse » puissance, il n'apparait pas réaliste de vouloir transmettre les données à cadence lente via l'émetteur « haute » puissance : en effet, la redondance de la transmission est assurée par la possibilité qui reste de pouvoir encore récupérer les informations

déjà enregistrées sur la bande magnétique ; les seules données perdues se limitent alors à celles élaborées durant les 3 mn nécessaires à la reproduction des données antérieures.

Les figures 5 et 6 procurent des vues de ces sous-systèmes dont les quelques caractéristiques à noter sont les suivantes :

Désignation du sous système		Dimensions mm	Volume cm^3	Poids g	Consommation mW
Mécanisme bande magnétique		Ø 190×130	3 680	3 000	Enregistrement : 1 000 Reproduction : 2 000
Emetteur « haute » puissance		50×140×35	245	300	3500
Emetteur « basse » puissance		50×115×35	200	250	900
Codeur PCM	Module 1	105×220×70	1 620	2 900	Cadence lente : 450 Cadence rapide : 875
	Module 2	105×220×70	1 620		
	Module 3	100×115×30	345		

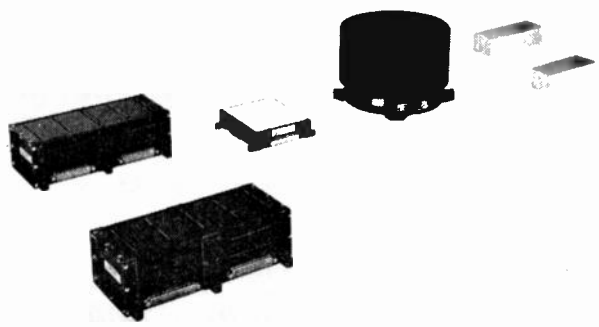


FIG. 5. — Sous systèmes de la télémesure ESRO I.

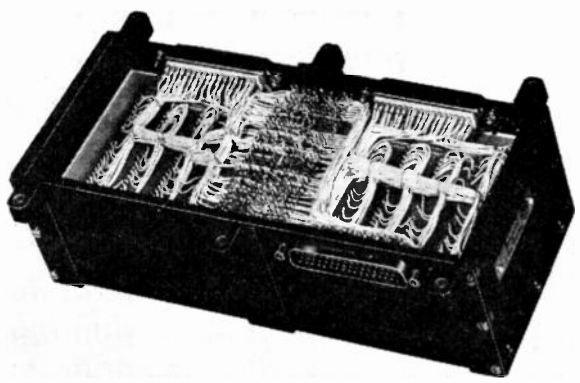


FIG. 6. — Codeur ESRO I : vue d'un câblage d'interconnexion.

Parmi les *particularités de l'équipement*, il y a lieu de mentionner les dispositions prises en vue de ménager le système d'alimentation en énergie de bord et de préserver, par voie de conséquence, la vie du satellite.

Le mécanisme à bande magnétique est pourvu à cet effet d'une minuterie qui est automatiquement enclenchée au moment du passage de la télémesure sur tout mode de fonctionnement autre que le mode NORMAL I.

Ceci permet de pallier une défaillance éventuelle du dispositif de retour, prévu autrement par voie de télécommande, de l'équipement de télémesure en position NORMAL I. La minuterie opère alors elle-même ce retour douze minutes après l'enclenchement et assure en outre :

— la remise au repos (le cas échéant) de l'émetteur « haute » puissance ;

— l'inhibition (le cas échéant) du fonctionnement en cadence rapide.

Dans le même ordre d'idées est encore prévue la possibilité de mettre, par voie de télécommande, le mécanisme à bande magnétique hors tension.

Par ailleurs, et en vue d'alléger le système, le codeur PCM comporte des éléments communs aux deux télémesures à cadences lente et rapide ; ceci est réalisé sans qu'il en résulte une dégradation appréciable de la fiabilité par rapport à celle qui serait observée séparément dans chaque cas.

En particulier le fonctionnement du codeur PCM est synchrone pour les deux cadences, ce qui permet :

— d'échantillonner les voies (analogiques ou numériques) qui sont communes aux deux cadences à l'aide de la même porte ;

— de disposer d'un convertisseur analogique - numérique commun aux deux télémesures.

5.5 DESCRIPTION BRÈVE DES SOUS-SYSTÈMES

Le codeur PCM comporte les éléments indiqués sur la figure 7, à savoir :

— une horloge fournissant la base de temps fondamentale, et suivie d'une chaîne de comptage ordinal ;

— un programmateur chargé d'élaborer les signaux de commande de prélèvement et de codage des informations, les divers codes de synchronisations et d'identifications et les signaux pilotes de l'alimentation pulsée ;

— un commutateur « analogique » assurant le transfert des échantillons de tension vers le convertisseur analogique - numérique ;

— un convertisseur analogique - numérique commun avec deux télémesures ;

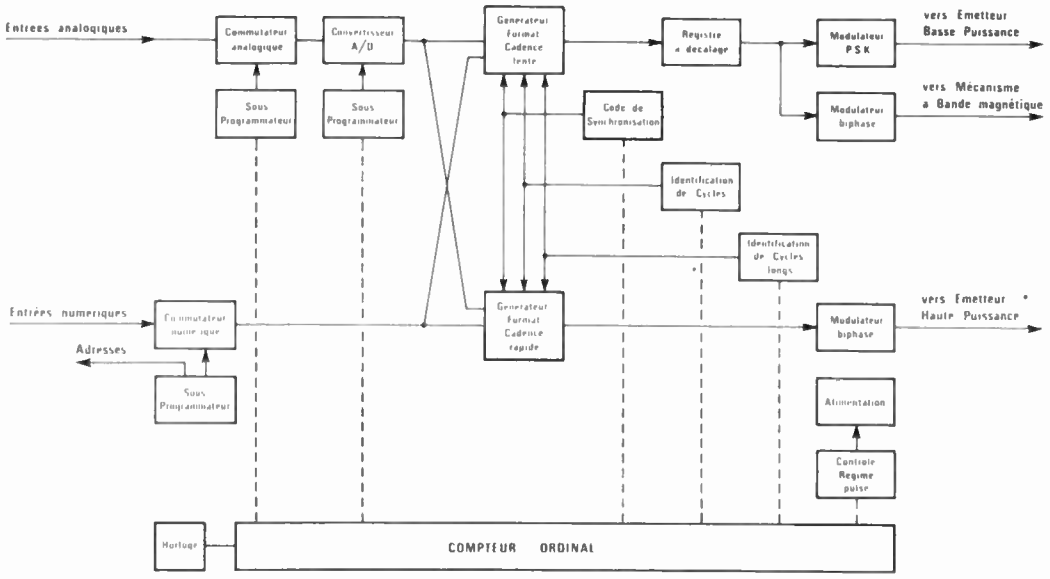


FIG. 7. — Diagramme schématique du codeur ESRO 1.

— un commutateur « digital » permettant de ramener vers les circuits de sorties les données numériques série ou binaires ;

— un générateur des formats à cadence lente et à cadence rapide ;

— un registre à décalage à 8 mémoires binaires, étroitement lié au fonctionnement en régime pulsé de la télémesure à cadence lente ; un tel fonctionnement, dont la description est donnée plus loin, a pour effet une économie appréciable sur la puissance moyenne consommée. Le message à cadence lente (soit 320 bits /s) étant initialement élaboré à la cadence rapide de $16 \times 320 = 5\,120$ bits/s, se présente d'abord sous forme de rafales de mots de 8 digits (les circuits servant à cette élaboration étant au repos en dehors des rafales) ; l'objet du registre est alors :

— d'emmagasiner le contenu des mots ainsi élaborés ;

— de restituer ensuite ce contenu au rythme convenable pour constituer le message à cadence lente.

Le codeur PCM comporte enfin :

— des circuits de sortie et

— un dispositif d'alimentation adapté au fonctionnement en régime pulsé.

Le mécanisme à bande magnétique utilise une bande sans fin enroulée en bobine ; la partie de la bande qui relie les deux extrémités de la bobine constitue une large boucle qui chemine devant les têtes d'effacement, d'enregistrement et de reproduction. Cette bobine est suffisamment lâche pour qu'au cours du mouvement les spires puissent convenablement évoluer les unes par rapport aux autres.

La bande comporte deux pistes d'enregistrement : l'une pour le signal de données, l'autre pour un signal de rythme numérique.

Les émetteurs sont chacun piloté par un oscillateur à quartz, suivi d'un modulateur de phase, d'un doubleur de fréquence et d'étages de sortie. La puissance du signal émis est régulée au moyen d'un dispositif d'asservissement.

6. Télémesure du satellite HEOS A

Le satellite parcourant une orbite très excentrique, son écoute sera possible à partir d'une ou plusieurs stations du réseau d'observation au sol pendant la majeure partie du temps. Il en résulte une simplification notable des problèmes de transmission et par suite des équipements de télémesure lesquels ne comportent plus qu'un codeur PCM (réalisé par la SAT) et un dispositif d'émission.

Les caractéristiques de ce codeur sont les suivantes :

Nombre de voies analogiques	: 64.
Précision de la conversion analogique-numérique	: 8 digits significatifs.
Nombre de voies numériques série	: 66.
Rythme numérique	: 12 bits/s.
Dimensions	: $230 \times 130 \times 65$ mm pour le module 1 $230 \times 140 \times 90$ mm pour le module 2
Poids total	: 2,8 kg.
Consommation	: 1 300 mW.

La figure 8 fournit une vue du codeur.

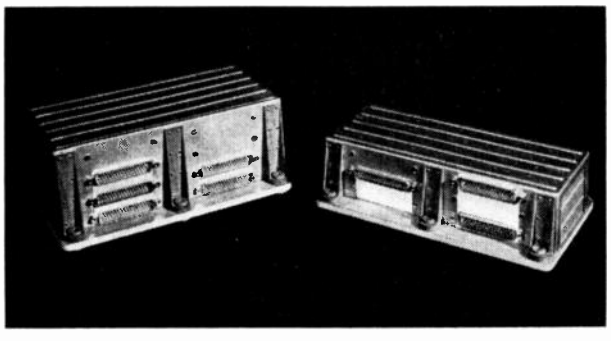


FIG. 8. — Codeur de télémesure HEOS A.

L'appareil comporte fondamentalement les mêmes éléments que ceux du codeur PCM du satellite ESRO I liés à la transmission des données à cadence lente. En particulier, une partie importante du codeur fonctionne en régime l'alimentation pulsée ; le message est tout d'abord élaboré par rafales à un rythme numérique de 6 144 bits/s pour être émis au rythme régulier de 12 bits/s.

7. Télémesures des satellites TD1 et TD2

Les codeurs PCM de télémesures des satellites TD1 et TD2 étant seulement en cours de définition, leurs caractéristiques, actuellement estimées, ne sont fournies qu'à titre indicatif.

	Codeur TD1	Codeur TD2
Nombre de voies analogiques	135	170
Nombre de voies numériques	65	145
Rythme digital du message PCM	1 700 bits par seconde	1 700 et (pour une expérience particulière) 8 500 bits par seconde
Consommation	3,5 à 6 W	5 à 8 W
Volume	6 dm³	
Poids	5 kg	

Ces codeurs, beaucoup plus évolués que ceux de l'ESRO I et HEOS A, comportent en outre un nombre important de dispositifs redondants. Ceci laisse prévoir un niveau de fiabilité notablement plus élevé que celui des appareils antérieurs.

Enfin les codeurs TD1 et TD2 comportent une quantité appréciable de sous-ensembles strictement identiques et interchangeables entre les deux codeurs. Ceci présage des possibilités de maintenance et de remplacement accrus sans qu'il soit nécessaire d'augmenter inconsidérément le nombre d'appareils à réaliser.

8. Quelques particularités des codeurs de télémesure SAT

8.1. Utilisation de circuits intégrés

Les fonctions logiques des codeurs sont assurées au moyen de circuits intégrés ; ceci constitue un avantage de poids, de volume et de fiabilité appréciable. Les codeurs ESRO I et HEOS A comportent respectivement 380 et 320 tels circuits. On estime que les codeurs TD1 et TD2 en comporteront respectivement 700 et 900.

Ces circuits appartiennent à la série TEXAS INSTRUMENTS INC. Type 51 R. Il s'agit d'une logique NAND-NOR de la catégorie RCTL qui, entre autre raisons, a été retenue pour sa consommation relativement faible (2 mW par nœud) et sa fiabilité éprouvée par de nombreuses applications spatiales américaines et, depuis peu, européennes.

8.2. Fonctionnement en régime pulsé*

En dépit de la nature économique des circuits intégrés choisis, les consommations des codeurs dans un mode de fonctionnement continu seraient plus élevées d'un ordre de grandeur que celles observées avec d'autres systèmes plus conventionnels utilisant des composants discrets. L'utilisation de circuits NOR dans une matrice de décodage exige en effet davantage de puissance qu'un arrangement de diodes, de transistors disposés en série, de transistors complémentaires, etc.

Il apparaît donc nécessaire de chercher à réduire les consommations des codeurs par un moyen approprié ; ce moyen consiste à adopter un mode de fonctionnement en régime pulsé.

L'aboutissement de cette recherche est illustré par le tableau ci-après qui indique, vis-à-vis des consommations réelles des codeurs, ce qu'elles auraient été dans le cas d'un fonctionnement en régime permanent.

Désignation du codeur	Consommation (mW)	
	En régime pulsé	En régime permanent
ESRO I : cadence lente	450	3 000
ESRO I : cadence lente et cadence rapide	875	4 000
HEOS A : cas 1	210	2 600
HEOS A : cas 2	1 300	2 600

En ce qui concerne le codeur HEOS A, le cas « 2 » indique la valeur réelle de la consommation en régime pulsé ; le cas « 1 » indique la valeur qui aurait été obtenue si les expériences scientifiques avaient été, dès l'origine, conçues pour être adaptées à un tel mode de fonctionnement.

8.2.1. *Description du fonctionnement*

a) Le procédé consiste tout d'abord à n'alimenter certains sous-ensembles du codeur que durant les intervalles de temps où ils sont réellement utilisés. Ainsi en est-il pour :

— les matrices de décodage,

— les commutateurs analogiques et digitaux,

— le convertisseur analogique-numérique,

— les générateurs de code de synchronisation, d'identification, etc.

Il s'ensuit différents rythmes d'alimentation qui résultent d'une étude approfondie du format de télémesure.

b) Le procédé consiste enfin à élaborer périodiquement le message à un rythme numérique relativement élevé, à mettre en mémoire la partie du message aini élaborée et à la restituer ensuite au rythme lent désiré pendant que l'on supprime l'alimentation des circuits provisoirement inutilisés.

(*) Cette question a fait l'objet d'un exposé au Colloque International sur l'Electronique et l'Espace tenue en avril 1967 à PARIS.

A titre d'illustration, dans le codeur HEOS A les informations analogiques, y compris leur numérisation, sont initialement traitées à un rythme numérique de 6 144 bits/s, alors que le message PCM est délivré au rythme de 12 bits/s seulement : les circuits correspondants qui travaillent à la vitesse numérique élevée ont ainsi une consommation absolument négligeable, étant au repos la majeure partie du temps.

En ce qui concerne le codeur ESRO I, chaque cycle court du message rapide à 5 120 bits/s comporte 32 mots ; le 1er mot du cycle constitue une partie du code de synchronisation, le 17e mot est un mot d'identification du cycle. Durant chacun de ces mots, la quasi totalité du codeur est disponible pour l'élaboration rapide d'un mot du message à cadence lente. Ce mot est mis en mémoire dans un registre à décalage à 8 moments binaires, lequel restitue par la suite son contenu au rythme du message à cadence lente, soit 320 bits/s. Pendant le fonctionnement en cadence lente, seuls les circuits intéressant le message correspondant restent alimentés ; on dénombre ainsi trois régimes d'alimentation : un régime permanent, un régime pulsé relatif aux fonctions analogiques, un régime pulsé relatif aux fonctions numériques.

Les solutions peuvent en fait varier à l'infini ; celles adoptées représentent un compromis entre la recherche d'une diminution de la consommation et d'une conservation de la fiabilité à un niveau convenable.

8.3. DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMÉRIQUE

Le convertisseur analogique numérique utilise le principe d'une pesée par approximations successives. Il fournit un code binaire naturel, l'information numérique apparaissant en sortie sous forme série ; les digits sont émis dans l'ordre des poids décroissants.

Cet ensemble comprend essentiellement un « amplificateur opérationnel » relié à un circuit de décision et à un organe de transfert. Il ne nécessite pas, à l'encontre d'autres convertisseurs classiques, de réseau de résistances de précision, de capacités de précision, ni de compteurs fonctionnant à une vitesse supérieure au rythme du convertisseur.

Les seuls composants de précision nécessaires sont : quelques résistances dont le rapport des valeurs détermine le gain de l'amplificateur opérationnel et une diode Zener chargée de fournir la tension de référence nécessaire.

La caractéristique essentielle de ce convertisseur analogique numérique tient par ailleurs dans la non limitation, du moins théorique, du nombre de digits fournis. Ce nombre lié à la logique de commande peut être aisément modifié en agissant simplement sur le compteur de bits. De plus les signaux de commande nécessaires sont assurément fort simples.

Enfin il est à noter que le dispositif de mise en mémoire de l'échantillon de tension analogique traité est intégré au circuit de Transfert du convertisseur analogique numérique ainsi qu'on le voit plus loin.

8.3.1. *Amplificateur opérationnel*

Cet amplificateur, représenté sur la figure 9, permet de faire correspondre à chaque valeur x de la tension

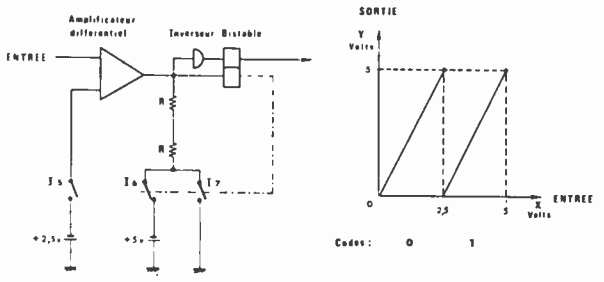


FIG. 9. — Amplificateur opérationnel de convertisseur analogique numérique.

d'entrée une tension de sortie y suivant l'une des deux relations suivantes :

$$y = 2x \quad \text{pour } x < 2{,}5 \text{ V}$$

$$y = 2x - 5 \quad \text{pour } x > 2{,}5 \text{ V}$$

Le décalage en tension de 5 V se produit ou non suivant l'état du circuit de décision ; la décision est liée au signe de la quantité $x-2{,}5$.

L'ensemble indique donc dans quelle moitié de l'étendue de mesure se situe la tension d'entrée, et fournit une tension y telle que :

$$0 < y < 5 \text{ V}$$

Si maintenant y est appliquée à l'entrée de l'amplificateur, le circuit de décision associé indique dans quelle moitié de l'étendue de mesure cette nouvelle tension y est comprise et, par voie de conséquence, dans quel quart de l'étendue de mesure était situé x. L'amplificateur fournit alors une tension z et ainsi de suite.

L'amplificateur opérationnel comporte un dispositif différentiel à très haute impédance d'entrée, et un circuit de contre-réaction qui assure une valeur du gain en tension de 2. La tension de sortie de l'amplificateur est appliquée à un multivibrateur bistable qui commande les interrupteurs I_6 et I_7. Suivant l'état où ils se trouvent, ces deux interrupteurs imposent ou non une translation de 5 V à la tension de sortie de l'amplificateur.

Lorsque le signe de la quantité $x-2{,}5$ doit être déterminé, l'interrupteur I_5 se ferme supprimant ainsi l'effet de la contre réaction et le décalage de la tension de sortie.

Les entrées de la bascule sont, de ce fait, soumises à des tensions d'amplitudes importantes et dont les polarités de toute manière opposées, sont fonctions du signe de $x-2{,}5$; la bascule enregistre alors ce signe après avoir reçu une impulsion d'horloge, et agit en conséquence sur les interrupteurs I_6 et I_7.

8.3.2. *Circuit de transfert*

Son but est de garder en mémoire la tension de sortie de l'amplificateur et de l'appliquer à l'entrée de manière à obtenir le digit suivant.

Cet organe, visible sur la figure 10, comporte deux capacités et les quatre interrupteurs I_1 à I_4 ; les deux premiers interrupteurs sont destinés à connecter une capacité à l'entrée de l'amplificateur, les deux autres à charger une capacité sous la nouvelle tension de sortie.

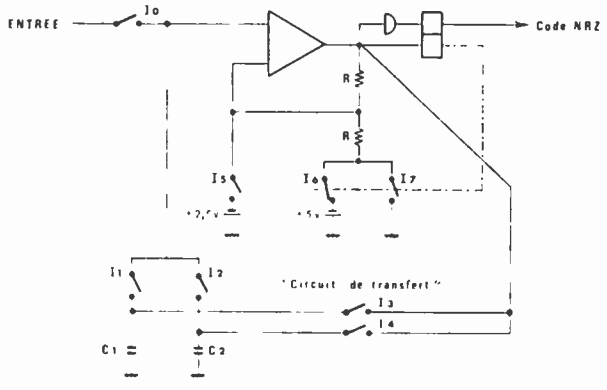


FIG. 10. — Principe du convertisseur analogique/numérique.

L'interrupteur I_0 permet d'appliquer, au moment convenable, l'échantillon de tension analogique à l'entrée du convertisseur ; les interrupteurs I_1 et I_2 sont alors tous deux ouverts afin d'assurer une très haute impédance à l'entrée du convertisseur.

8.3.3. *Caractéristiques essentielles*

Etendue de mesure : 0 à +5 V.

Impédance d'entrée : 20 MΩ

Précision : jusqu'à 11 digits significatifs (8 pour les télémesures décrites).

Cadence de fonctionnement : jusqu'à 100 000 bits/s (5 120 pour ESRO I, 6 144 pour HEOS A et 8 500 pour TD1 et TD2).

Gamme de température : −40 à +80 °C.

La rapidité est limitée par le temps minimal nécessaire à la charge des capacités de transfert, compte tenu de ce que leur valeur ne peut descendre en-dessous de quelques 10^3 pF.

Ce convertisseur analogique numérique, relativement économique et d'un fonctionnement sûr, est particulièrement adapté aux télémesures pour satellites ; il se plie bien au fonctionnement en régime pulsé précédemment décrit.

9. Technologie

La technologie retenue pour les équipements décrits plus haut diffère d'un type de matériel à l'autre. Les différences résultent, de l'évolution de la technologie du fait des expériences antérieurement acquises et des exigences quant à la propreté magnétique ou la démontabilité du matériel et qui constituent souvent des cas d'espèce.

9.1. CODEUR ESRO I

Ainsi, en premier lieu, le codeur ESRO I comporte-t-il :

— des sous-modules constitués au plus d'une vingtaine de composants assemblés en « fagots » et reliés au moyen de rubans de nickel soudés électriquement ; les sous-modules ainsi obtenus sont enrobés dans une mousse de polyuréthane, puis assemblés par groupes de cinq à dix sur une carte dite « carte verticale » ; les sous-modules sont alors reliés électriquement entre eux de la même manière que les composants qu'ils comportent, les sorties de la carte étant assurées au moyen de fils en nickel doré ;

— des circuits intégrés présentés en boîtiers plats et soudés électriquement sur des cartes (également dites « cartes verticales ») de circuit imprimé double face de fer-nickel ; les passages de face à face et les liaisons avec fils de sortie (en nickel doré) de la carte sont réalisés à l'aide de petits rubans de même nature et dimensions que les pattes de sortie des circuits intégrés.

Toutes les cartes « verticales » sont à nouveau enrobées dans la mousse de polyuréthane, puis assemblées sur des cartes dites « cartes horizontales » ; ces dernières peuvent comporter jusqu'à cinq couches de circuits imprimés superposés, ce qui permet les interconnexions finales requises ; ces interconnexions sont achevées à l'aide de fils de câblages, lesquels assurent également les liaisons aux connecteurs d'accès.

L'ensemble ainsi réalisé constitue un bloc compact, doué d'une grande facilité de contrôle final étant donné le nombre important (plusieurs centaines) de points de liaisons intermédiaires qui restent accessibles sur le câblage d'interconnexions - mais d'une démontabilité peu aisée. Aussi ce dernier inconvénient, ainsi que la perspective déjà entrevue d'avoir à réaliser, dans le futur, des équipements mieux démontables (comme ceux pour TD1 et TD2 par exemple) ont-ils conduits à une refonte importante de la technologie utilisée.

9.2. CODEUR HEOS A

De plus, et pour le codeur HEOS A, cette refonte est encore aggravée par la nécessité d'assurer une propreté magnétique sévère à l'équipement de télémesure : ceci est obtenu grâce à un choix judicieux des matériaux constituants et à une étude approfondie des chemins empruntés par les courants électriques circulant dans le système.

En second lieu donc, le codeur HEOS A comporte :

— des sous-modules analogues à ceux d'ESRO I, mais avec des liaisons effectuées au moyen de rubans en alliage amagnétique ; ces sous-modules sont assemblés, jusqu'à concurrence de neuf, sur des cartes intermédiaires dites « cartes du premier degré » ; ces cartes elles-mêmes sont assemblées, jusqu'à concurrence de cinq, sur des grandes cartes dites « cartes du deuxième degré », toujours de mêmes dimensions ; toutes les liaisons intermédiaires ainsi que les accès sont, bien entendu, réalisés à l'aide de matériaux amagnétiques ;

— des circuits intégrés du même type que ceux d'ESRO I, mais soudés cette fois à l'étain sur des cartes de circuit imprimé en cuivre ; ces cartes constituent des « cartes du premier degré » : elles sont assemblées sur des « cartes du second degré » de mêmes dimensions que celles relatives aux sous-modules.

Par ailleurs, les connecteurs d'accès sont répartis et montés directement sur les « cartes du second degré » auxquelles ils sont relatifs : il en résulte une diminution notable de l'importance du câblage d'interconnexion à réaliser entre les cartes. Ceci permet donc de reporter d'un seul côté ledit câblage : les « cartes du second degré » sont ainsi empilées les

unes sur les autres, et peuvent pivoter autour du câblage à la manière des pages d'un livre (fig. 11).

L'ensemble est solidement pressé et maintenu au moyen d'un léger support mécanique amovible.

9.3. Codeurs TD1 et TD2

Enfin, et en troisième lieu, les codeurs TD1 et TD2 utilisent une technologie fortement inspirée de celle du codeur Heos, avec toutefois des impératifs atténués en ce qui concerne la propreté magnétique du matériel à réaliser.

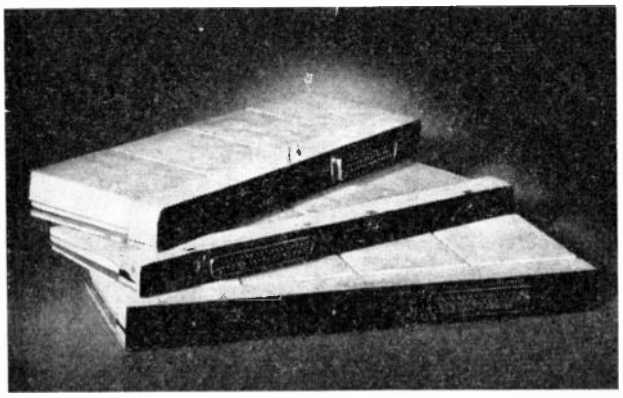


Fig. 11. — Codeur Heos A - Cartes du 2e degré.

10. Fiabilité

La fiabilité de tels équipements est la résultante :

— du choix des matériaux retenus ;

— de la manière de les utiliser ;

— du soin apporté à leur assemblage.

Tous ces points font l'objet de recherches attentives et d'échanges de vue ouverts et nombreux entre l'Administration et la Société Anonyme de Télécommunications.

Il serait désastreux en effet qu'une expérience fort coûteuse et délicate soit vouée à l'échec parce qu'une partie fondamentale du système n'aurait pas été traitée avec toute l'attention désirable.

Les estimations de fiabilité ne peuvent être que prévisionnelles, étant donné le faible nombre d'équipements fabriqués et l'impossibilité de les éprouver préalablement au sol dans des conditions convenables. Elles résultent principalement d'une bonne connaissance de la durée de vie moyenne des composants ; mais il est certain que cette connaissance, pourtant acquise au prix d'une mise en œuvre de moyens considérables, ne peut toutefois tenir exactement compte de toutes les circonstances particulières liées à la nature de l'utilisation projetée.

Aussi les valeurs de base des durées de vie moyenne des composants correspondent-elles à une utilisation conventionnelle dont la sévérité est, en fait, d'un niveau largement surabondant,

Il en résulte que les calculs prévisionnels de fiabilité conduisent généralement à une estimation pessimiste de la situation réelle.

Dans le cas des systèmes où les affectations de masse et de volume interdisent l'emploi de dispositifs redondants, les résultats sont les suivants :

— pour le codeur ESRO 1, les prévisions sont de 6 % pour une panne totale durant la première année d'utilisation dans l'espace. Et il est à noter que, pendant une durée globale supérieure à un an de fonctionnement au sol de ce codeur, aucune panne n'a en fait été encore décelée,

— pour le codeur HEOS A, les prévisions correspondantes sont de 4 %,

Par contre pour les codeurs TD1 et TD2. les dispositifs fondamentaux sont en majorité redondants. Aussi, et malgré un nombre de canaux notablement supérieurs, les prévisions pour la première année d'utilisation dans l'espace sont seulement de 0,7 % pour une panne totale.

11. Moyens d'essais

Parmi les nombreux moyens d'essai mis en œuvre, sont à signaler les équipements de test de télémesure PCM développés par l'Estec et dont nous connaissons deux versions assez voisines.

Ces équipements sont programmables en vue de convenir à un large éventail de télémesures PCM pour satellites. Ils rendent, par ailleurs, et pour les besoins de la cause, davantage de services qu'un équipement classique de décommutation, en permettant notamment des gains de temps considérables.

La version ayant servi au contrôle de la télémesure Esro I et dont la figure 12 procure l'aspect, est répartie en deux bâtis de 2 m de haut. Outre un certain

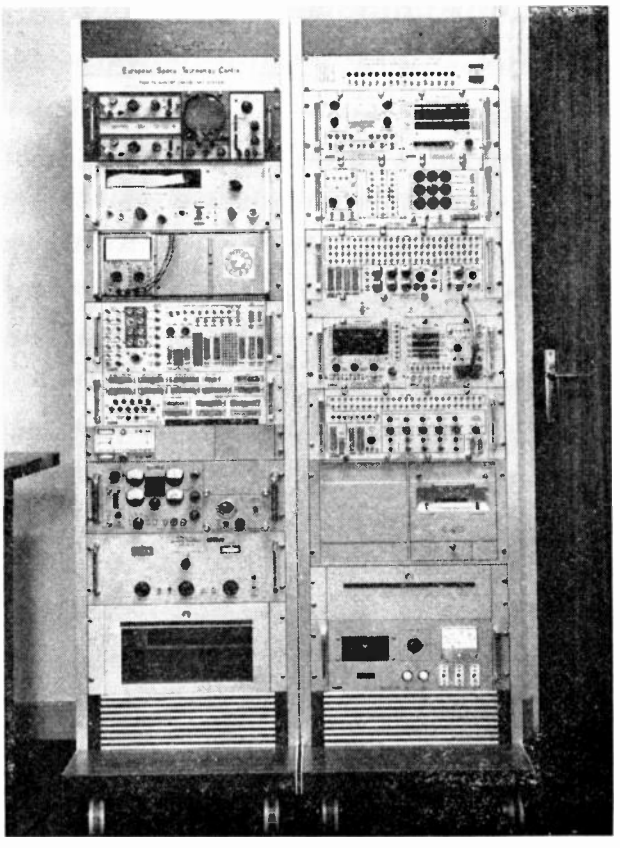


Fig. 12. — Equipement de test pour télémesure PCM.

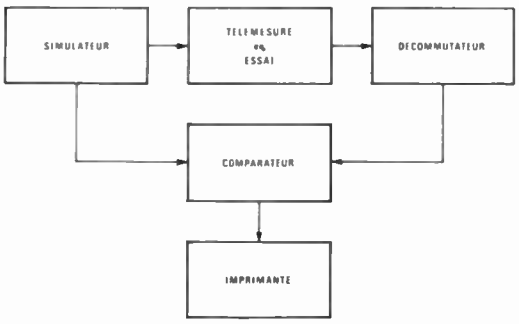


FIG. 13. — Organisation de l'équipement de contrôle.

nombre d'appareils annexes, tels que wattmètre, récepteur, discriminateur de sous-porteuse, voltmètre, fréquencemètre, oscilloscope, diverses boîtes de jonctions et commodités de toutes sortes, cet équipement est particulièrement caractérisé par les sous-ensembles suivants :

— un décommutateur type LABEN E60/ES associé à un simulateur ;

— un comparateur type LABEN CTR 60/ES associé à une imprimante.

Les fonctions de ces sous-ensembles apparaissent sur le diagramme représenté par la figure 13.

Le *simulateur* a pour objet de simuler les entrées analogiques et numériques de toute nature de la télémesure.

Le message obtenu de cette manière est traité par le décommutateur lequel extrait les rythmes divers tels que ceux de bits, mots, cycles, etc. et permet la visualisation de quelques données du message.

Enfin le *comparateur* :

— procure un message local sous les effets combinés du programme affiché au simulateur et des divers rythmes procurés par le décommutateur (lequel message local sert de référence au message de la télémesure) ;

— compare mot par mot les deux messages et affiche le nombre d'erreurs observées ;

— permet à l'imprimante d'enregistrer tous les mots erronés du message de télémesure et de signaler leur emplacement dans le format.

Cet équipement permet donc un examen très détaillé et quasi automatique d'un message de télémesure, et ceci pratiquement en quelques minutes seulement.

LE RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE NATIONAL DE LA RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE MEXICAINE

PAR

R. SCHRAMBACH

Cie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT)

1. Introduction

La République Fédérale Mexicaine possède un réseau téléphonique national se composant d'un certain nombre d'autocommutateurs construits par différentes firmes (LME - BTM - AGF), et répartis dans les grandes villes du pays. Ils assurent les communications locales entre abonnés urbains.

Jusqu'à ces dernières années, les communications interurbaines nationales, continentales (USA et Canada) et intercontinentales étaient établies par l'intermédiaire de commutateurs manuels qui doublaient les autocommutateurs.

En 1963, la principale compagnie d'exploitation du téléphone au Mexique « TELEFONOS DE MEXICO » désirant développer son réseau et l'automatiser complètement demanda aux principaux constructeurs de matériel Crossbar de lui soumettre un certain nombre de projets.

Après examen, elle fixa son choix sur le matériel Crossbar « PENTACONTA », conçu et développé par la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT), dont la rapidité et la souplesse d'exploitation sont déjà appréciées dans la plupart des pays du monde.

Depuis la signature du premier accord de financement « TELEFONOS DE MEXICO » a passé commande à CGCT de 29 centraux téléphoniques représentant 72 000 lignes en système Crossbar « PENTACONTA ».

Nous décrivons, ci-après, la constitution et l'exploitation du réseau téléphonique telles qu'elles seront après extension et automatisation totale.

2. Constitution

Cinq types de centres téléphoniques sont prévus :

— les centres terminaux (C.T.)
— les centres à longue distance (C.L.D.),
— les centres régionaux (C.R.),
— les centres terminaux urbains (C.T.U.),
— le centre national (C.N.).

2.1. LES CENTRES TERMINAUX (C.T.)

Les autocommutateurs « PENTACONTA » qui les équipent permettent l'établissement des communications entre abonnés du même centre, ainsi que leur appel par ceux des autres centres.

En outre, les abonnés ayant un contrat leur donnant droit aux communications interurbaines peuvent également, par l'intermédiaire du centre à longue distance (C.L.D.) auquel le centre C.T. est raccordé, et en transitant éventuellement par un centre régional C.R., appeler automatiquement tous les abonnés du Mexique, de même que ceux des USA et du Canada.

2.2. LES CENTRES A LONGUE DISTANCE (C.L.D.)

Les autocommutateurs « PENTACONTA » et autres de ces centres donnent aux abonnés locaux les mêmes possibilités que ceux des centres C.T.

Ils assurent, en outre, le transit des communications entre abonnés des centres C.T., des centres C.T. et C.R., des centres C.T. et du centre national (C.N.).

Ce transit se fait par circuits à 4 fils afin de conserver la bonne qualité des communications.

Les centres C.L.D. sont également reliés par circuits auxiliaires à 2 fils aux centres C.R. afin de pouvoir transmettre à l'Enregistreur Automatique Centralisé à Tickets dont ils sont équipés, les renseignements lui permettant de taxer les communications interurbaines en transit.

2.3. LES CENTRES RÉGIONAUX (C.R.)

Déjà en service, ils n'assurent, pour le moment, que l'établissement des communications entre postes

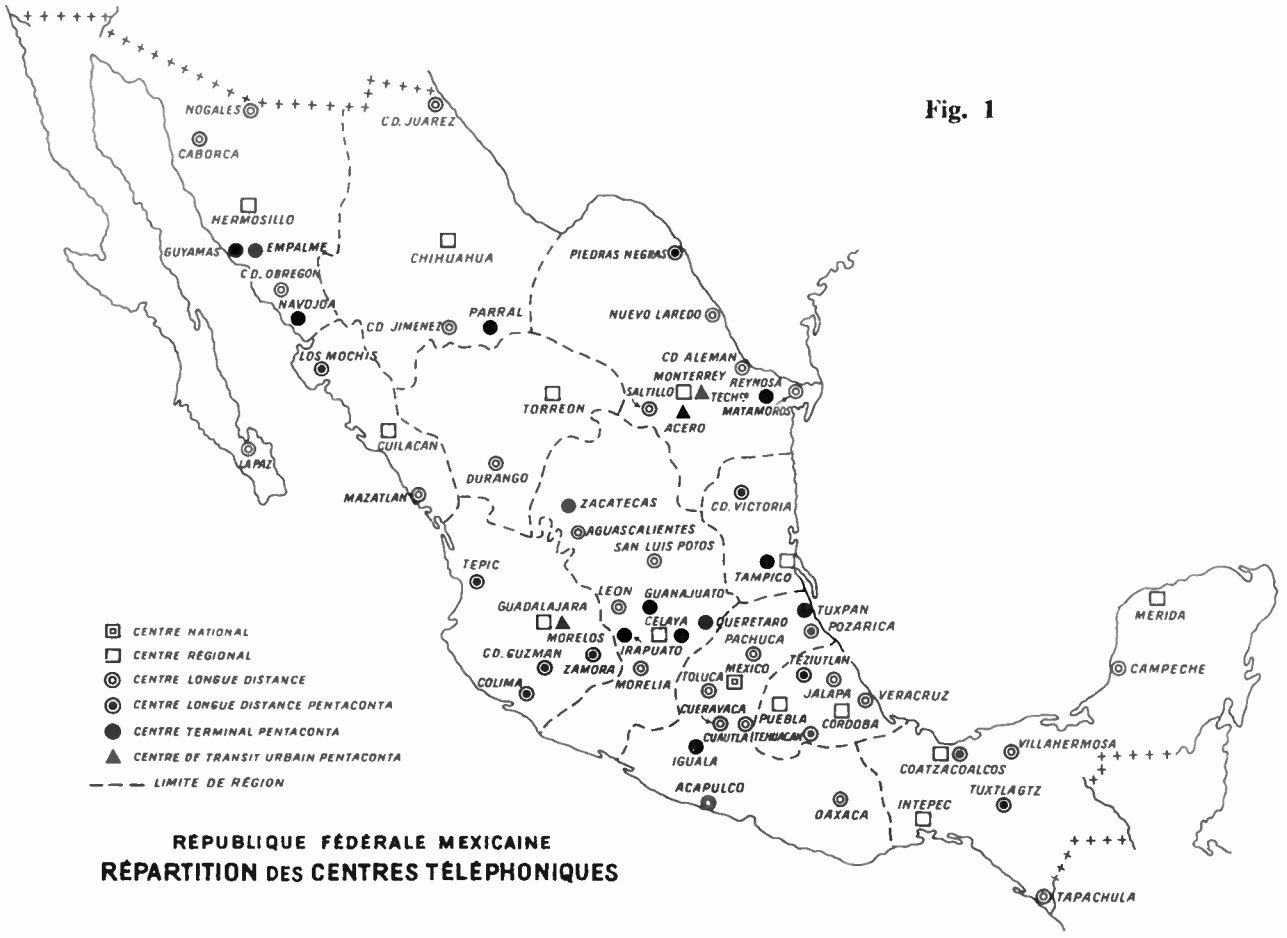


Fig. 1

RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE MEXICAINE
RÉPARTITION DES CENTRES TÉLÉPHONIQUES

locaux, et la sortie des appels de ceux-ci vers les commutateurs manuels pour les liaisons interurbaines.

Ultérieurement, leurs possibilités seront les mêmes que celles des centres C.L.D. Ils assureront le transit entre ces derniers et avec le centre C.N.

Chacun d'eux est équipé d'un enregistreur automatique centralisé à tickets pour la taxation des communications interurbaines nationales et continentales.

2.4. Les centres terminaux urbains (C.T.U.)

Satellites des centres régionaux de Monterrey et Guadalajara, déjà en service, ils en augmentent la capacité en abonnés, en leur conservant leurs possibilités d'exploitation. Ces possibilités sont également données aux abonnés raccordés au C.T.U.

2.5. Le centre national (C.N.)

Installé à Mexico, cet autocommutateur de grande capacité, déjà en service, donnera à ses abonnés les mêmes possibilités que ceux des centres C.R.

Dans chacun des centres décrits de 2.1 à 2.5, un commutateur manuel assure les services spéciaux :

— renseignements,
— réclamations,
— communications avec préavis,
— communications avec rappel de l'abonné demandeur en fin de la conversation, pour lui communiquer le montant de la taxe.

3. Exploitation

Après automatisation complète, la numérotation sur le réseau sera la suivante :

3.1. Numérotation locale

Les abonnés d'un même centre s'appellent entre eux par numéros à 5 ou 6 chiffres suivant la capacité de l'autocommutateur.

Ils obtiennent les services spéciaux par les numéros à deux chiffres suivants :

— 01 Chef de Centre.
— 02 Opératrices du commutateur manuel interurbain.
— 03 Horloge parlante.
— 04 Renseignements.
— 05 Réclamations.
— 09 Opératrices du commutateur manuel international.

3.2. Numérotation sur le réseau national

Les numéros utilisés pour l'appel des abonnés, non locaux, sont composés comme suit :

A. du chiffre 9, qui signale à l'autocommutateur où est raccordé l'abonné demandeur que l'appel doit emprunter le réseau national, continental ou intercontinental.

B. d'un préfixe à deux ou trois chiffres indiquant :

— le premier où doit aboutir l'appel, c'est-à-dire :

a) directement au poste de l'abonné demandé, avec le chiffre :
— 1 sur le réseau national.
— 5 sur le réseau continental (USA et Canada).
— 8 sur le réseau intercontinental.

b) à une position d'opératrice d'un commutateur manuel de services spéciaux traitant les communications avec préavis, avec le chiffre :
— 2 sur le réseau national,
— 6 sur le réseau continental.
— 9 sur le réseau intercontinental.

c) à une position d'opératrice d'un commutateur manuel de services spéciaux traitant les communications avec reprise de la ligne par cette opératrice pour indiquer au demandeur le montant de la taxe, avec le chiffre :
— 3 sur le réseau national.
— 7 sur le réseau continental.
— 0 sur le réseau intercontinental.

— les second et troisième chiffres, indiquent la région et le centre à atteindre.

C. des cinq ou six chiffres constituant le numéro d'appel local de l'abonné demandé.

3.3.1. *Signalisation utilisée sur les circuits interautomatiques*

Elle est du type « donneur asservi » et comprend deux codes distincts :

— l'un pour les signalisations de ligne et d'opératrices,

— l'autre pour la signalisation numérique.

Ils utilisent tous deux des impulsions de courant alternatif à fréquence vocale, émises par un joncteur de départ et reçues par un joncteur d'arrivée.

3.3.2. *Signalisations de ligne*

Le code de signalisation est le suivant :

a) signal de prise par le demandeur, constitué d'un élément court émis par le joncteur départ vers l'extrémité distante.

b) signal de réponse du demandé, constitué d'un élément court émis par le joncteur arrivée vers le joncteur de départ.

c) signal de raccrochage de l'abonné demandé, formé d'un élément long émis par le joncteur arrivée vers le joncteur de départ.

d) signal de libération en avant, formé d'un élément long, émis par le joncteur de départ vers le joncteur arrivée, en vue de libérer la liaison. Cette émission peut avoir lieu à tout instant à partir du moment où le signal de prise a été transmis. Elle est envoyée dans les cas suivants :

— avant la fin de sélection :
— par raccrochage prématuré de l'abonné demandeur,
— par défaut dans le processus de transmission du numéro d'appel du demandé.

— après la fin de sélection, par raccrochage de l'abonné demandeur.

e) signal de libération de garde, constitué d'un élément long, émis par le joncteur d'arrivée vers le joncteur de départ, après réception du signal de libération en avant.

f) signal de libération forcée, élément long envoyé vers le joncteur départ par le joncteur arrivée si l'autocommutateur de l'abonné demandé se libère avant la fin de la sélection. Un signal long, reçu par le joncteur de départ, est considéré comme un signal de libération forcée, si cette réception a lieu avant celle du signal de réponse.

g) signal de blocage, émis en permanence par le joncteur arrivée vers le joncteur départ, pour marquer cette liaison indisponible.

3.3.3. *Signalisations d'opératrices*

Elles sont transmises à travers l'autocommutateur et utilisent les mêmes joncteurs que les signaux de ligne :

a) signal de rappel, constitué de deux éléments courts, émis par le joncteur départ, le premier lorsque l'opératrice abaisse la clé de rappel, le second lorsqu'elle ramène la clé au repos. L'appel n'est déclenché par le joncteur qu'après réception du second élément. L'intervalle maximal entre les deux éléments est de 300 ms.

b) signal d'offre, formé d'un élément court, émis par le joncteur de départ quand l'opératrice abaisse la clé d'offre. Elle peut alors entrer en tiers dans la communication. Une tonalité caractéristique est émise sur la ligne, à l'arrivée, jusqu'à la fin de l'offre.

c) signal de fin d'intervention, constitué par un élément court, émis par le joncteur de départ quand l'opératrice relève la clé d'offre. Dans l'autocommutateur d'arrivée, ce signal fait disparaître la tonalité et connecte sur la ligne le dispositif de veille pour constater le raccrochage des correspondants.

3.3.4. *Tolérances sur la durée des signaux de ligne et d'opératrices*

a) Tolérance à l'émission.

Elle est de ± 20 % pour chacun des deux types d'éléments :

Elément court, compris entre 120 ms et 180 ms,
Elément long, compris entre 480 ms et 720 ms.

b) Tolérances à la réception.

Le fonctionnement du joncteur arrivée doit être assuré pour les limites ci-dessous de la durée des signaux reçus :

Elément court, 80 ms à 220 ms,
Elément long, 400 ms à 800 ms.

L'intervalle de temps entre deux signaux émis consécutivement doit être au moins 300 ms.

c) Elimination des signaux parasites.

Un signal d'une durée inférieure à 35 ms, ne sera pas interprété comme un appel.

3.3.5. *Signalisation numérique*

Le code des signaux numériques utilise :

— six fréquences vocales, combinées deux à deux, pour la transmission des indications du demandeur vers le demandé (signaux en avant) ;

— quatre fréquences vocales, combinées deux à deux, pour l'envoi des signaux de contrôle, du demandé vers le demandeur (signaux en arrière).

Les fréquences et les codes utilisés sont détaillés sur les tableaux I et II.

Tous les signaux précités sont émis comme suit par les envoyeurs des autocommutateurs des abonnés demandeur et demandé.

a) signaux vers l'avant, par l'autocommutateur de l'abonné demandeur. Tableau I.

Ils correspondent aux chiffres à transmettre (code numérique) et sont classés en deux groupes :

Groupe 1 : A ce groupe appartiennent les signaux servant à la transmission du numéro du poste demandé et à l'identification de l'abonné demandeur.

Groupe 2 : Ce groupe comprend les signaux qui servent à l'envoi des informations concernant l'origine de l'appel. Ils sont envoyés après réception par l'autocommutateur de l'abonné demandeur du signal « passage en code B » du code A des signaux de contrôle, en fin d'envoi du numéro de l'abonné demandé.

b) signaux vers l'arrière envoyés par l'autocommutateur de l'abonné demandé. Tableau II.

Ils sont classés en deux catégories :

1re catégorie - Code A - Ils servent au contrôle de la bonne réception des signaux envoyés vers l'avant, et permettent de demander les informations nécessaires à assurer la sélection.

2e catégorie - Code B - Ils indiquent à l'enregistreur de l'autocommutateur demandeur l'état de la ligne de l'abonné demandé (libre ou occupée). Ils sont toujours précédés du signal « passage en code B ».

3.3.6. *Processus d'envoi des signaux numériques*

A. Envoi du numéro de l'abonné demandé.

Le numéro de l'abonné demandé et les informations sont transmis comme suit :

a) émission par l'envoyeur de l'autocommutateur demandeur d'un signal de code numérique à deux fréquences,

TABLEAU I

Fréquences et code des signaux numériques envoyés « en avant ».

f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	Index des fréquences		
1380	1500	1620	1740	1860	1980	Fréquences en hertz		
0	1	2	4	7	11	Code Numérique	Groupe 1 Chiffres	Groupe 2 Catégories de demandeurs Après A 3
—	—					1	1	Opératrices
—		—				2	2	Abonné ordinaire
	—	—				3	3	
—			—			4	4	
	—		—			5	5	
		—	—			6	6	
—				—		7	7	
	—			—		8	8	
		—		—		9	9	
			—	—		10	0	
				—	—	15		

TABLEAU II

Fréquences et code des signaux de contrôle envoyés « en arrière »

f_1	f_2	f_3	f_4	Index des fréquences		
1140	1020	900	780	Fréquences en hertz		
				Code numérique	Code A	Code B
—	—			1	Demande envoi chiffre	Abonné libre
—		—		2		Abonné occupé
	—	—		3	Passage Code B	Abonné intercepté
—			—	4	Encombrement	Encombrement
		—	—	6	Identification	

b) après reconnaissance de ce signal par le récepteur de l'autocommutateur demandé, envoi vers le demandeur du signal de contrôle A1 (tableau II),

c) à la réception de ce signal de contrôle, l'envoyeur du demandeur interrompt l'émission en code.

d) le récepteur, côté demandé, constatant la disparition du signal en code, interrompt à son tour l'émission du signal A1,

e) l'envoyeur du demandeur, constatant la disparition du signal de contrôle, envoie le signal en code numérique suivant.

La transmission continue ainsi jusqu'à l'envoi du dernier chiffre du numéro de l'abonné demandé, auquel le récepteur répond par l'émission du signal A1. Comme il n'y a plus de chiffres à envoyer la transmission en avant cesse.

Cette période de silence correspond au temps que met l'autocommutateur du demandé pour accomplir la sélection. Quand celle-ci est terminée, le signal A3 (tableau II) d'une durée de 50 à 150 ms est émis vers l'autocommutateur demandeur, pour le préparer à envoyer un signal du groupe 2 (tableau I) quand cela sera nécessaire.

3.3.7. *Envoi éventuel de la catégorie et de l'identité de l'abonné demandeur*

Si le centre distant a besoin de ces informations pour la taxation, il envoie vers l'autocommutateur du demandeur, immédiatement après la réception du 5e chiffre, le signal A6 (tableau II).

Dès que cet autocommutateur reçoit ce signal, il interrompt l'envoi du numéro de l'abonné demandé pour s'apprêter à transmettre :

— la catégorie de l'abonné demandeur (service libre ou service restreint),
— l'identité de celui-ci (numéro d'appel).

L'envoyeur demande ces renseignements à l'enregistreur de l'autocommutateur et, quand il les a reçus, les transmet en code numérique au centre distant, de la même manière qu'au paragraphe 3.3.6.

Après la transmission de ces deux informations, et réception du signal A1, l'envoyeur émet le signal numérique 15 (tableau I) qui indique au centre distant que la transmission est terminée.

La réception en retour du signal A1, permet au centre demandeur de reprendre l'envoi du solde des chiffres constituant le numéro d'appel de l'abonné demandé.

3.3.8. *Fin d'envoi*

Comme nous l'avons vu à la fin du paragraphe 3.3.7, quand l'autocommutateur demandeur reçoit le signal A3, il se prépare à émettre une signalisation du groupe 2.

Signal 1 : si le demandeur est une opératrice.
Signal 2 : si le demandeur est un abonné.

Après émission, le récepteur du centre distant lui donne alors, par l'envoi d'un signal du code B, l'état de la ligne de l'abonné demandé :

Signal 1 : abonné libre,
Signal 2 : abonné occupé,
Signal 3 : abonné intercepté.

Cette information est transmise à l'enregistreur qui établit la connexion et se libère.

4.1. TAXATION DES COMMUNICATIONS

La taxation des communications locales est faite au compteur sans tenir compte de la durée de celles-ci.

Celle des communications empruntant le réseau national, continental ou intercontinental est toujours faite par ticket, soit automatiquement par l'enregistreur électronique automatique centralisé, de chaque centre C.R., soit par l'opératrice du commutateur manuel associé quand elle complète l'appel de l'abonné demandé. La connexion à l'enregistreur de taxation a lieu dès qu'un appel emprunte le réseau interurbain.

Les indications pour déterminer la taxe à appliquer lui sont transmises en trois messages comme indiqué ci-après :

1er message — envoi de l'identité de l'abonné demandeur,
— envoi de l'identité de l'abonné demandé,
— numéro du joncteur d'arrivée utilisé pour l'appel du centre C.L.D .

2e message — numéro du joncteur d'arrivée qui sert de repère pour retrouver la mémoire qui a enregistré le 1er message,
— signal de réponse de l'abonné demandé.

3e message — numéro du joncteur d'arrivée,
— signal de raccrochage de l'abonné demandé.

4.2. TRANSMISSION DES INDICATIONS A L'ENREGISTREUR A TICKETS

Les renseignements constituant les trois messages ci-dessus, lui sont transmis en impulsions de courant alternatif à fréquence vocale.

Le code des signaux numériques et auxiliaires utilise six fréquences combinées deux à deux. Ces signaux sont composés d'éléments courts de 60 ± 10 ms, séparés par des intervalles de même durée.

Les fréquences et le code utilisés pour la transmission des chiffres sont les mêmes que ceux servant aux liaisons interautomatiques (tableau I).

Les signaux auxiliaires sont détaillés sur le tableau III, page suivante.

L'enregistreur à tickets étant électronique et disposant de mémoires est toujours prêt à recevoir les indications qu'on lui transmet. Les autocommutateurs lui envoient donc celles-ci dès qu'ils lui sont connectés.

Le contrôle en retour de l'exactitude des indications envoyées ne se fait qu'après réception du dernier chiffre constituant une information (par exemple le numéro de l'abonné demandeur). Ce contrôle consiste en l'envoi, par l'enregistreur, vers l'autocommutateur, d'une impulsion courte de courant à fréquence

TABLEAU III
Signaux auxiliaires

f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	Index des fréquences
1380	1500	1620	1740	1860	1980	Fréquences en hertz
—					—	Réponse abonné demandé
	—				—	Raccrochage abonné demandé
		—			—	Raccrochage abonné demandeur
			—		—	
				—	—	Fin envoi numéro

vocale à 2 400 cycles/seconde, d'une durée de 150 ± 30 ms. Ce signal, s'il est reçu par l'autocommutateur, déclenche l'envoi de l'information suivante.

Si l'information reçue par l'enregistreur n'est pas exacte, celui-ci envoie un signal long de même fréquence, mais d'une durée de 300 ± 60 ms pour indiquer la faute et demander la répétition de l'information.

Dans le cas où aucun signal en retour n'est reçu 600 ms après la transmission de l'information par l'autocommutateur, ce dernier émet un signal court de 150 ± 30 ms vers l'enregistreur, afin d'effacer ce qui a pu être reçu, puis recommence l'envoi depuis le début.

Dans le premier message transmis, l'identité de l'abonné demandeur comporte une indication qui, transmise à l'enregistreur de taxation, fait que, dans certains cas, celui-ci délivre à une opératrice le ticket de taxation, dès la fin de la conversation.

Cette opératrice rappelle alors l'abonné demandeur et lui donne le prix de la communication.

5.1. CARACTÉRISTIQUES DES AUTOCOMMUTATEURS « PENTACONTA »

Les principes utilisés dans les autocommutateurs « PENTACONTA », construits par la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques pour l'Administration des Téléphones Mexicains sont, en règle générale, ceux appliqués dans les centraux téléphoniques de l'Administration Française des PTT.

5.2. CENTRES TERMINAUX (C.T.)

Ils sont constitués par un autocommutateur mixte assurant les communications locales et interurbaines. Ils ne comportent pas de commutateur manuel interurbain mais, par contre, ils peuvent être ou non équipés d'un meuble manuel pour les services spéciaux. La capacité de l'autocommutateur peut varier de plusieurs centaines à plusieurs milliers d'abonnés. La faculté d'extension a été prévue pour une augmentation de trafic de 12 à 15 % par année pendant 10 ans.

Il se compose de :

a) un élément de sélection de ligne extensible à deux comprenant :

— des joncteurs d'abonnés,
— des sélecteurs terminaux,
— des sélecteurs de cinquantaine,

ces sélecteurs sont desservis par deux marqueurs.

b) un élément de sélection de groupe (entrée) comprenant :

— des termineurs 4 fils/2 fils,
— des joncteurs intermédiaires,

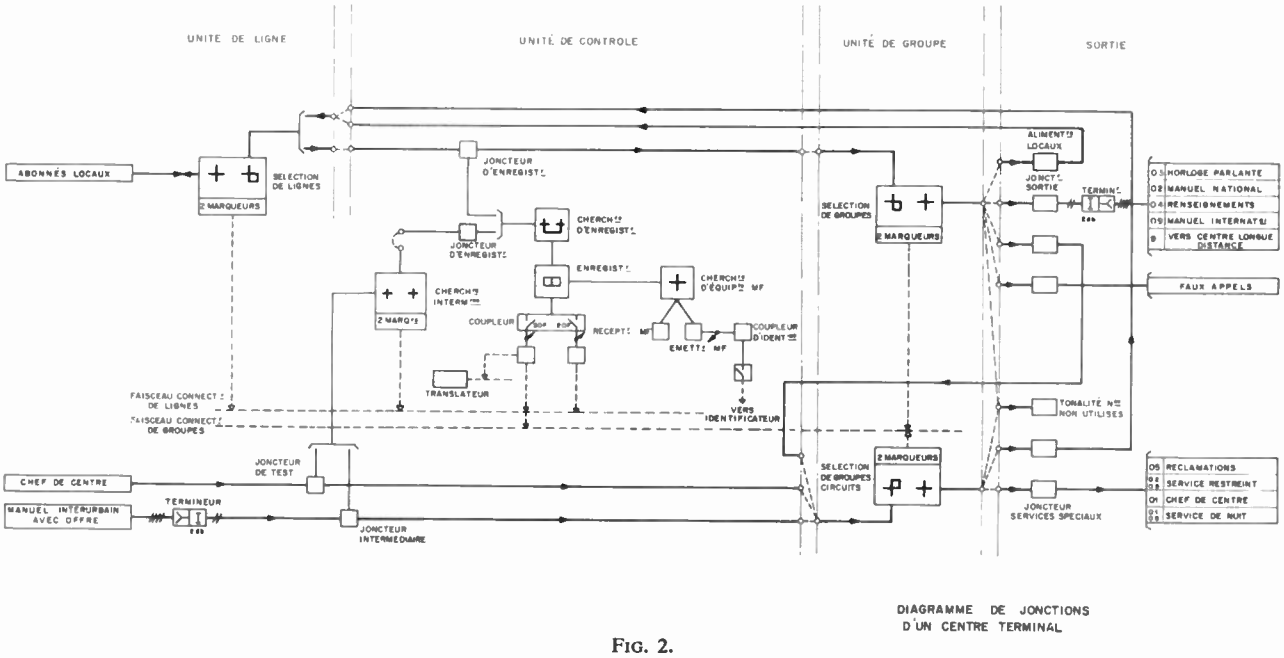


DIAGRAMME DE JONCTIONS D'UN CENTRE TERMINAL

FIG. 2.

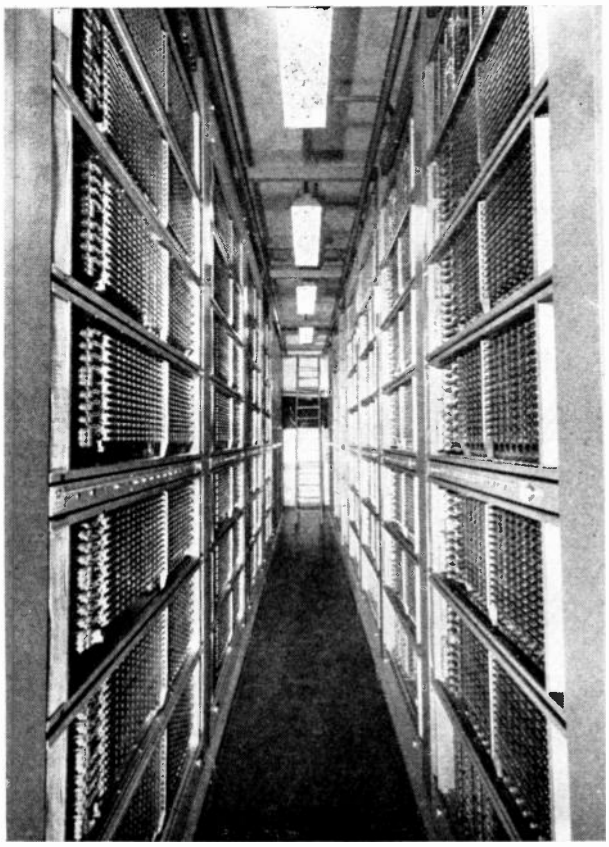


FIG. 3. — Central téléphonique " Pentaconta ". Travée de sélection de groupe.

— des sélecteurs primaires d'entrée,
— l'adjonction prévue de sélecteurs secondaires ;
ces sélecteurs sont desservis par deux marqueurs.

c) un élément de sélection de groupe (sortie) comprenant :

— des alimenteurs pour communications locales,
— des joncteurs de sortie vers les centres L.D.,
— des termineurs 2 fils/4 fils,
— des sélecteurs primaires de sortie,
— l'extension prévue de sélecteurs secondaires ;
ces sélecteurs sont desservis par deux marqueurs.

d) un élément de contrôle comprenant :

— des joncteurs d'enregistreurs,
— des chercheurs d'enregistreurs,
— des chercheurs d'émetteurs et de récepteurs de signalisation en multifréquences,
— des coupleurs de présélection,
— des coupleurs de sélection,
— des coupleurs à l'identificateur,
— un identificateur.

5.3. CENTRES A LONGUE DISTANCE (C.L.D.)

Comme les centres C.T. ils comportent un autocommutateur assurant les communications locales et interurbaines mais, de plus, celui-ci permet le transit de ces dernières.

Il lui est adjoint un commutateur manuel interurbain utilisé également pour les services spéciaux.

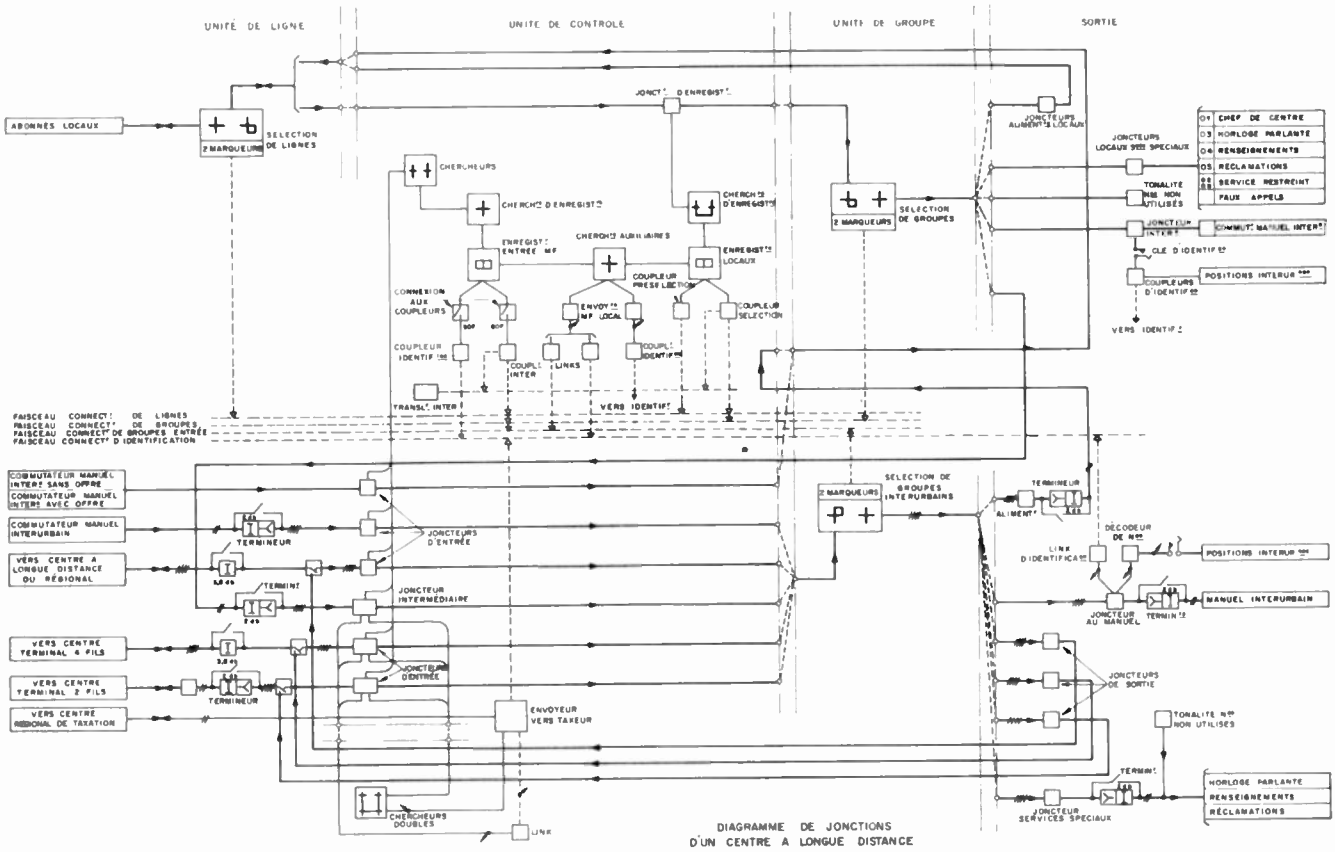


FIG. 4.

L'autocommutateur, de capacité plus importante, a également une faculté d'extension de 12 à 15 % par année pendant 10 ans.

Il se compose de :

a) un élément de sélection de ligne extensible à deux comprenant le même matériel qu'au centre C.T.

b) un élément de sélection de groupe (entrée) à 2 080 sorties comprenant :

— des joncteurs intermédiaires,
— des termineurs 2 fils/4 fils,
— des sélecteurs primaires d'entrée,
— des sélecteurs secondaires d'entrée,

ces sélecteurs sont desservis par deux marqueurs.

c) un élément de sélection de groupe (sortie) comprenant le même matériel qu'au centre C.T.

d) un élément de contrôle comprenant :

— des chercheurs de joncteurs auxiliaires,
— des chercheurs d'enregistreurs pour numérotation en multifréquences,
— des enregistreurs pour la multifréquence,
— des coupleurs d'identification,
— des chercheurs auxiliaires d'émetteurs et récepteurs de code multifréquences,
— des émetteurs de signaux multifréquences,
— des émetteurs de signaux de cadran,
— des joncteurs d'enregistreurs locaux,
— des chercheurs d'enregistreurs locaux,
— des enregistreurs locaux,
— des coupleurs de sélection et présélection,
— un identificateur,
— des chercheurs d'émetteurs vers le taxeur,
— des émetteurs vers le taxeur.

5.4. Centres terminaux urbains (C.T.U.)

Ces centres, satellites des C.R., trafiquent principalement avec les abonnés de ces derniers et avec ceux de leurs autres satellites. Ils comportent un autocommutateur, sans commutateur manuel associé, mais avec manuel pour services spéciaux.

L'autocommutateur qui a une capacité de plusieurs milliers d'abonnés a les mêmes facultés d'extension que ceux des centres C.T. et C.L.D.

Il se compose :

a) d'un élément de sélection de ligne, semblable à celui des autocommutateurs des centres ci-dessus ;

b) d'un élément de sélection de groupe (arrivée) ;

c) d'un élément de sélection de groupe (départ) identique à ceux du centre C.L.D., mais sans termineurs toutes les liaisons avec le centre C.R. et les autres satellites, se faisant en 2 fils ;

d) d'un élément de contrôle, comportant le même matériel que celui du C.L.D., mais sans les chercheurs et les émetteurs vers le taxeur.

Le fonctionnement de ces trois types d'autocommutateur « Pentaconta » est suffisamment connu pour qu'il soit inutile de le décrire à nouveau, toutefois, leurs enregistreurs étant particuliers, car ils sont prévus pour le recyclage des appels, nous donnons ci-dessous la description de cette particularité.

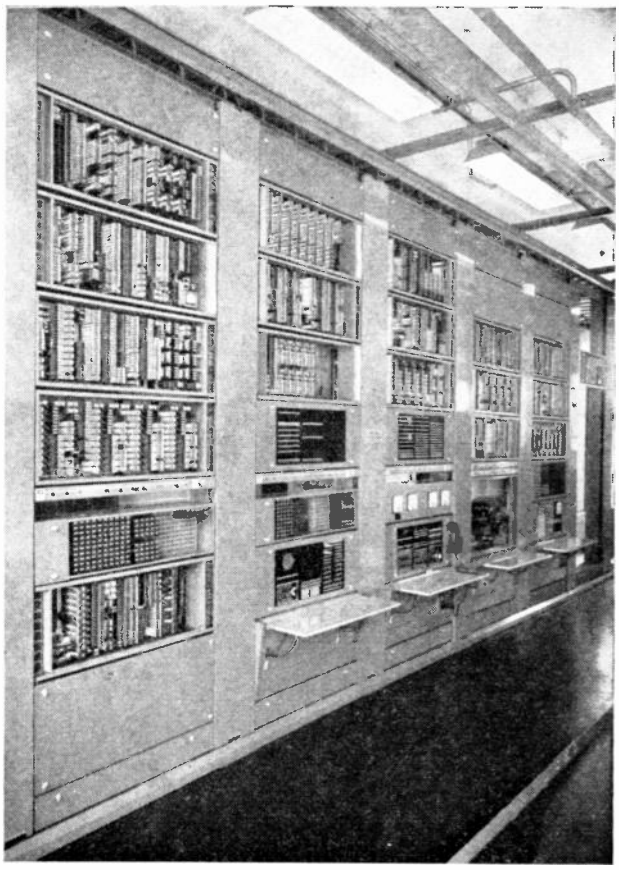


Fig.5 — Central téléphonique automatique " Pentaconta". Travée de surveillance et d'observation du trafic.

Les enregistreurs ne sont prévus que pour la mémorisation de six chiffres au maximum (suffisants pour les appels entre abonnés locaux).

Pour les appels interurbains où dix chiffres au minimum sont nécessaires, il est fait usage du principe du recyclage qui consiste à effacer les chiffres déjà envoyés de façon à libérer les mémoires correspondantes pour y enregistrer de nouveaux chiffres. Ce principe implique que le chiffre enregistré sur la mémoire, suivant celle sur laquelle on va enregistrer, est déjà transféré à l'envoyeur multifréquence.

La réception du 6^{e} chiffre entraîne l'effacement du 1er, de façon à permettre l'enregistrement du 7^{e} chiffre sur la première mémoire. Il est donc indispensable d'éviter que l'envoyeur ne prenne pour 1er chiffre celui qui est le 7^{e}. Ceci pourrait se produire, si un abonné numérotait trop vite, alors que, pour une raison quelconque, l'envoyeur tardait à se connecter à l'enregistreur.

On vérifie donc que le 1er chiffre a été transmis à l'envoyeur, lorsque l'enregistreur reçoit le 6^{e}. Dans le cas contraire, on envoie l'abonné demandeur en faute.

LIAISON A 120 + 120 VOIES TÉLÉPHONIQUES LE LONG D'UN PIPE-LINE SAHARIEN

PAR

C. CHALHOUB, R. MIGEON et S. TALMASKY

Ingénieurs à la C.I.T.
Compagnie Industrielle des Télécommunications

1. Introduction

Lors de l'établissement du projet d'un pipe-line d'environ 900 km qui devait être installé en 1965 entre Hassi Messaoud dans le sud Est algérien et Arzew près d'Oran, il a fallu faire choix d'un système de transmission téléphonique permettant l'exploitation de cet ouvrage.

Pour différentes raisons, les liaisons hertziennes, qui sont assez couramment utilisées dans des réseaux peu maillés, se sont révélées mal adaptées au problème, en particulier à cause des dérivations qu'il fallait ménager le long de la liaison pour fournir les communications nécessaires aux organes de commande et de surveillance du pipe-line.

Concurremment, les PTT d'Algérie avaient également besoin de développer les relations téléphoniques avec le Sud du pays car, précisément en raison de l'extension des recherches et de l'exploitation pétrolières, cette région commence à se peupler de façon relativement importante et tendra vraisemblablement à se développer dans l'avenir. La conjonction de ces besoins a été satisfaite grâce à l'utilisation d'un système en câble coaxial qui peut procurer simultanément 120 voies téléphoniques dans un faisceau principal à grande distance et 12 voies téléphoniques pour des liaisons plus limitées.

Dans toute liaison téléphonique de quelque longueur les équipements fixes appartenant aux stations terminales ont une importance relative faible devant le coût total de la liasion. Quant à l'importance relative du prix du câble et du prix des amplificateurs de ligne, elle dépend essentiellement de la fréquence maximale transmise, c'est-à-dire du nombre de voies téléphoniques à assurer. Lorsque ce nombre de voies ne dépasse pas quelques centaines, le prix du câble est généralement prépondérant. Dans ces conditions, tout procédé de transmissions permettant une économie sur le câble, quitte à accroître corrélativement le coût des répéteurs, permet de s'approcher de l'optimum économique.

Le prix de revient du câble peut être évidemment considérablement réduit si ce câble ne compte qu'une seule paire pour les deux sens de transmission. Ceci est possible grâce à l'utilisation des systèmes dits « $n+n$ » dans lesquels n voies téléphoniques empruntent deux bandes de fréquences distinctes, affectées chacune à un sens de transmission, ce qui ne nécessite qu'un seul support de deux fils.

L'origine de la création de ces systèmes, déjà lointaine, provient de la nécessité d'une meilleure utilisation des câbles à paires symétriques par l'emploi de systèmes à courants porteurs à 3, 6 ou 12 voies

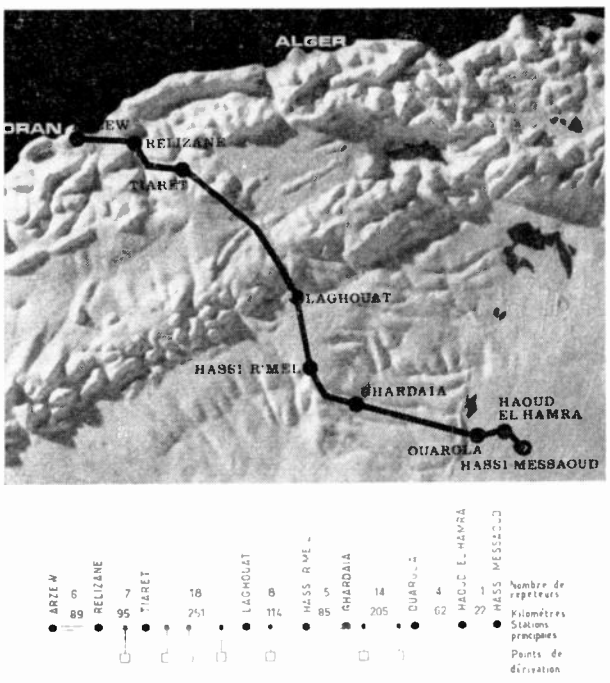


FIG. 1. — Liaison Arzew - Hassi Messaoud

téléphoniques. Dans un tel câble, en effet, les couplages entre les courants d'aller et de retour dus à l'insuffisance de l'affaiblissement paradiaphonique entre paires peuvent être rendus inoffensifs par l'artifice de la transposition du signal multiplex dans deux bandes de fréquences différentes correspondant chacune à un sens de transmission. Actuellement ce procédé est également employé dans des liaisons à grand nombre de voies sur paires coaxiales pour lesquelles ces considérations de diaphonie ne jouent plus, mais où l'économie apportée par le procédé s'est imposée. C'est notamment le cas des liaisons par câbles sous-marins qui sont aujourd'hui toutes réalisées suivant ce principe.

Le système qui a été choisi pour réaliser la liaison Arzew-Hassi Messaoud est le système à 120+120 voies de la C.I.T. — Compagnie Industrielle des Télécommunications. Il est particulièrement bien adapté à des liaisons économiques à moyenne capacité entre des points relativement éloignés (de l'ordre de 200 km et au-delà) dans des zones à faible densité téléphonique. En plus de 120 voies téléphoniques du faisceau principal, dont la qualité est conforme aux avis du CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique), il procure 12 voies supplémentaires dites « omnibus » dérivables en n'importe quel point de la liaison.

Une considération importante dans la conception de ce système a été le souci de ne faire appel pour son entretien qu'à un personnel restreint et d'éviter, en cas de défaillance d'un élément amplificateur, la nécessité d'une intervention rapide dans des régions d'accès parfois malaisé. La permanence du fonctionnement est obtenue par le doublement des organes actifs des répéteurs ainsi que de leur dispositif d'alimentation ; de la sorte, un défaut survenant sur ces organes n'interrompt pas la liaison : il se traduit seulement par une diminution du rapport signal-bruit qui n'empêche pas l'exploitation. L'augmentation du prix des répéteurs qui résulte de ces dispositions ne grève que faiblement le coût total de l'installation et est rapidement amortie par l'économie sur les moyens d'entretien (matériel et effectifs) et la suppression des pertes par interruption d'exploitation.

Une autre considération se rapporte à la difficulté qu'il peut y avoir à installer et à entretenir des sources d'énergie dans des régions d'accès difficile. Suivant la technique habituelle, les amplificateurs de ligne sont alimentés à distance par l'intermédiaire du câble lui-même, mais le système a été conçu de telle sorte que les sources de téléalimentation nécessaires puissent être très éloignées (jusqu'à 650 km). Ceci permet, pratiquement, de ne prévoir l'emplacement des stations principales d'amplification qu'en fonction des besoins de l'exploitation-

2. Généralités sur les systèmes $n+n$ [1]

2.1. Configuration

La partie caractéristique d'un système $n+n$ est constituée par l'équipement d'amplification intermédiaire dont le schéma le plus couramment utilisé est représenté figure 2.

L'organe essentiel du répéteur est le groupe des filtres directionnels qui assurent la liaison de l'amplificateur de ligne au câble. Dans le sens OE, l'amplificateur et les deux filtres passe-haut (PH) transmettent les courants dont le spectre de fréquences constitue la bande supérieure (BS), dans le sens EO l'amplificateur et les deux filtres passe-bas (PB) transmettent la bande inférieure (BI).

Chaque couple (PB, PH) constitue un aiguillage, qui doit être convenablement adapté au câble et aux équipements. Le même amplificateur est utilisé pour les deux sens de transmissions, le répéteur ayant une structure en pont.

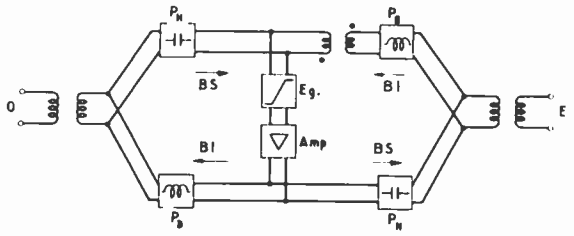


FIG. 2. — Répéteur pour systèmes $n+n$

P_H : filtre passe haut. — P_B : filtre passe bas. — E_g : Egaliseur Amp : Amplificateur. — B_i : Bande inférieure. — B_S : Bande supérieure.

L'utilisation d'un amplificateur unique présente un avantage sérieux si les stations sont téléalimentées. En contre-partie, les conditions de surcharge sont plus sévères ainsi que les conditions de stabilité et d'adaptation aux filtres directionnels.

2.2. Conditions techniques imposées aux répéteurs $n+n$

Les filtres n'assurent pas, à toute fréquence de leur bande affaiblie, un affaiblissement infiniment grand, une fraction de la tension de sortie de l'amplificateur est ramenée à son entrée provoquant ainsi un effet de réaction.

La réaction ne doit, en aucun cas, provoquer l'instabilité du répéteur. La fréquence la plus critique est normalement située dans l'interbande, c'est-à-dire entre les fréquences de coupure des filtres passe-bas et passe-haut des aiguillages. La réaction dans l'une quelconque des bandes transmises doit être assez faible pour que la courbe équivalent/fréquence ne présente pas d'oscillations notables.

2.2.1. *Stabilité dans l'interbande*

Désignons par G_1 et G_2 les exposants de transfert des chemins de transmission EO et OE qui comprennent l'amplificateur de la figure 2, et par $\Gamma = \alpha + j\beta$, $\Gamma' = \alpha' + j\beta'$, les exposants de transfert des deux boucles formées, l'une par l'amplificateur et l'aiguillage côté O, l'autre par l'amplificateur et l'aiguillage côté E. Le rapport des tensions en E et O sera :

$$\frac{V_e}{V_0} = \frac{e^{-G_1}}{1-(e^{\Gamma}+e^{-\Gamma'})}$$

De même, le rapport des tensions entre O et E sera :

$$\frac{V_0}{V_e} = \frac{e^{-G_2}}{1-(e^{-\Gamma}+e^{-\Gamma'})}$$

Il suffit, pour que le système soit stable, que la partie réelle de $e^{-\Gamma}+e^{-\Gamma'}$ soit inférieure à l'unité. Si l'on pose : $e^{-A} = e^{-\alpha}+e^{-\alpha'}$, il suffira que A soit positif.

Il est nécessaire de conserver une certaine marge de sécurité car on peut être amené à augmenter le gain des répéteurs lorsque les conditions de transmission viennent à changer (température, section d'amplification anormalement longue, etc.). On obtiendra une sécurité tout-à-fait satisfaisante en imposant aux filtres d'aiguillage, dans l'interbande, un affaiblissement suffisant pour que la tension de réaction n'excède pas 10 % de la tension normalement appliquée à l'entrée. Ceci conduit à la condition :

$$A > 2{,}3 \text{ N}$$

2.2.2. *Réaction dans les bandes transmises*

En reprenant les formules utilisées au paragraphe précédent, on voit que la courbe tension-fréquence relevée à la sortie d'un amplificateur pourrait osciller entre deux valeurs limites $U_0/(1-e^{-A})$ et $U_0/(1+e^{-A})$, U_0 étant la valeur nominale que l'on obtiendrait en l'absence de toute réaction. Naturellement, les caractéristiques de phase des deux boucles de réaction font que ces limites peuvent être atteintes seulement à certaines fréquences de la bande transmise, la réaction s'annulant pour certaines autres fréquences. C'est ainsi, par exemple, que grâce à la présence du transformateur inverseur inclus dans l'aiguillage E de la figure 2, la réaction est nulle à toutes les fréquences pour lesquelles est réalisée l'égalité du module et de l'argument des exposants de transfert des aiguillages.

Appelons ε la fluctuation, exprimée en népers, que l'on peut tolérer sur la courbe de gain d'une station intermédiaire d'amplification dans la bande des fréquences transmises par l'amplificateur, on aura :

$$\frac{1+e^{-A}}{1-e^{-A}} \leqslant e^{\varepsilon}, \quad \text{d'où} \quad e^{-A} \leqslant \frac{e^{\varepsilon}-1}{e^{\varepsilon}+1} \quad \text{ou} \quad e^{-A} \leqslant \text{th}\,\frac{\varepsilon}{2}$$

$$\text{et } A \geqslant \text{Log coth}\,\frac{\varepsilon}{2} \geqslant \text{Log}\,\frac{2}{\varepsilon}.$$

Prenons par exemple : $\varepsilon = 0{,}01$ N ; il vient :

$$A \geqslant 5{,}3 \text{ N}$$

Ceci correspond, pour une suite d'une dizaine de répéteurs, à une fluctuation globale inférieure à 0,10 N ($\pm 0{,}05$ N par rapport à la valeur nominale). Cette condition d'affaiblissement du chemin de réaction (5,3 N) est habituellement jugée suffisante.

La figure 3 montre, dans le cas du système à 120 + 120 voies, le gabarit de filtrage résultant des conditions de stabilité dans l'interbande et de réaction dans les bandes transmises qui viennent d'être exposées, ainsi que la courbe moyenne d'affaiblissement effectivement obtenue.

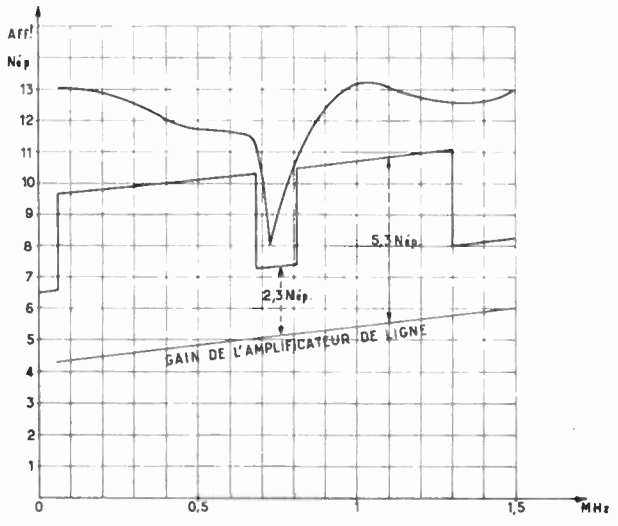


FIG. 3 — Filtre d'aiguillage d'un récepteur de ligne

Affaiblissement entre les accès : sortie d'amplificateur et entrée d'amplificateur.

3. Description du système 120 + 120 voies

3.1. Choix du plan de fréquences

Rappelons que les éléments constitutifs de base d'un plan de fréquences suivant les recommandations du CCITT sont :

— le groupe primaire de base (groupe B) de 12 voies, utilisant la bande de fréquence 60 – 108 kHz,

— le groupe secondaire de base de 60 voies, utilisant la bande de fréquence 312 – 552 kHz.

Le système décrit (fig. 4) est basé sur l'utilisation de groupes secondaires 4 et 5 recommandés par CCITT.

Partant de deux groupes secondaires de base 312 à 552 kHz, les fréquences transmises en ligne sont placées dans la bande des groupes secondaires 4 et 5 au moyen de deux modulations effectuées sur les porteurs 1364 et 1612 kHz. Les deux groupes 4 et 5 ainsi formés occupent un spectre de fréquences de 812 à 1 300 kHz. Un sens de transmission utilise ce spectre. Pour l'autre sens de transmission, l'ensemble des groupes secondaires 4 et 5 est transposé dans la bande de 188 à 676 kHz à l'aide d'un porteur à 1488 kHz.

Comparé à l'utilisation des groupes secondaires 1 et 2 (60 à 552 kHz) qui nous aurait conduit à utiliser les bandes 60-552 kHz dans un sens et 668-1180 kHz dans l'autre sens, ce plan de fréquence présente, au prix d'une extension vers les hautes fréquences relativement faible (10 % environ), les avantages suivants :

— il assure une meilleure protection contre les champs électro-magnétiques perturbateurs. La bande laissée libre à la partie inférieure du spectre des fréquences permet cependant la transmission de voies supplémentaires utilisables pour constituer des circuits locaux ;

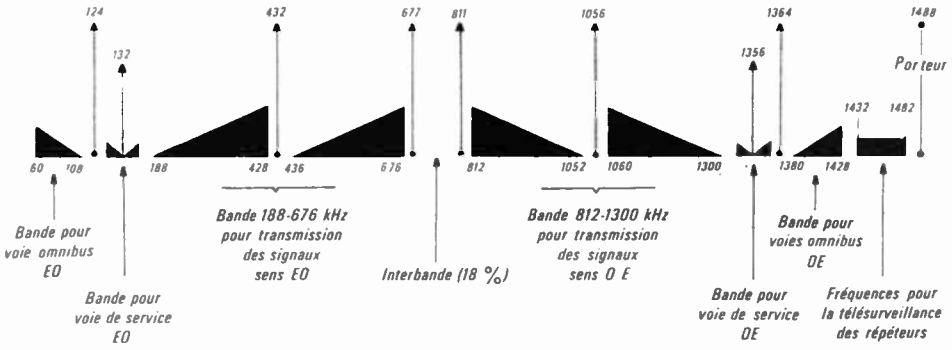


FIG. 4. — Plan de fréquences de la liaison

— il permet de mieux assurer la compensation des variations d'affaiblissement du câble avec la température, car le coefficient de température de cet affaiblissement ne peut être considéré comme indépendant de la fréquence qu'au delà de 150 kHz environ.

1) Un *pilote de ligne* 1056 kHz et son transposé (432 kHz) dans la modulation à 1488 kHz sont émis en permanence sur le câble. Deux ondes additionnelles de mesure à 811 kHz et 1364 kHz et leurs transposées (677 et 124 kHz) peuvent également être émises lors de réglages manuels périodiques sans interruption ni perturbation de la liaison téléphonique.

2) Une *voie de service* permet l'établissement de communications téléphoniques bilatérales entre les différents points d'amplification intermédiaires et terminaux. Elle est transmise après modulation des porteurs 132 et 1356 kHz et contient les deux bandes latérales de la modulation.

3) Il a été prévu en outre la transmission sur le câble de signaux non modulés émis par les répéteurs intermédiaires à une fréquence caractéristique de chacun d'eux. Ces *fréquences d'identification* sont échelonnées de 1 kHz en 1 kHz entre 1432 et 1482 kHz ; elles sont reçues dans les équipements dans une bande 6-56 kHz.

4) Le système comporte un canal de 12 *voies « omnibus »*, dans la bande 60-108 kHz. Il est émis en ligne dans la bande 60-108 kHz pour un sens de transmission et dans la bande 1380-1428 kHz après une modulation à 1488 kHz pour l'autre sens de transmission.

3.2. CONSTITUTION D'UNE LIAISON 120 + 120 VOIES

Comme dans tout système de transmission à courants porteurs, la liaison 120 + 120 voies comporte trois types d'équipements distincts :

— Les équipements dits *multiplex* destinés à la constitution des groupes primaires (à partir de 12 canaux téléphoniques) et des groupes secondaires (60 canaux à partir de cinq groupes primaires) et leur décomposition en sens inverse conformément aux recommandations du CCITT ;

— les équipements dits *de ligne* destinés à la transmission du signal téléphonique multiplex ;

— les équipements *de transfert* dont il sera parlé plus loin.

Les équipements de ligne entrant dans la composition de la liaison sont constitués par les ensembles suivants :

— Amplificateurs de ligne, téléalimentés et télésurveillés.

— Equipements d'extrémité de ligne type « O » } rentrant dans la constitution des stations principales terminales et intermédiaires.

— Equipements d'extrémité de ligne type « E »

— Dispositifs de dérivation : des voies omnibus, des groupes primaires.

L'association de ces ensembles constitutifs de base permet de multiples combinaisons et une grande souplesse dans la solution des problèmes posés par les exigences de l'exploitation.

3.2.1. *Amplificateurs de ligne* (fig. 5)

Les amplificateurs de ligne ou « répéteurs » ont pour rôle de compenser les affaiblissements des tronçons de câble qui les précèdent. La section de ligne comprise entre deux répéteurs est dénommée : *section élémentaire d'amplification.*

Un répéteur, téléalimenté et télésurveillé, remplit les fonctions suivantes :

— l'amplification des signaux dans toute la bande des fréquences transmises en ligne ;

— la régulation des niveaux en fonction de la température ;

— l'émission d'une tension à une fréquence caractéristique qui lui est propre vers la station « surveillante » (possédant les dispositifs d'identification).

La figure 5 représente le diagramme fonctionnel de cet équipement qui se compose essentiellement :

— d'une chaîne d'amplification à double chemin dotée des correcteurs, de longueur et de température ;

— des dispositifs annexes comprenant un oscillateur qui envoie en ligne le signal caractéristique du rang de l'amplificateur et des dérivations pour le contrôle du répéteur et le branchement du poste opérateur de la voie de service.

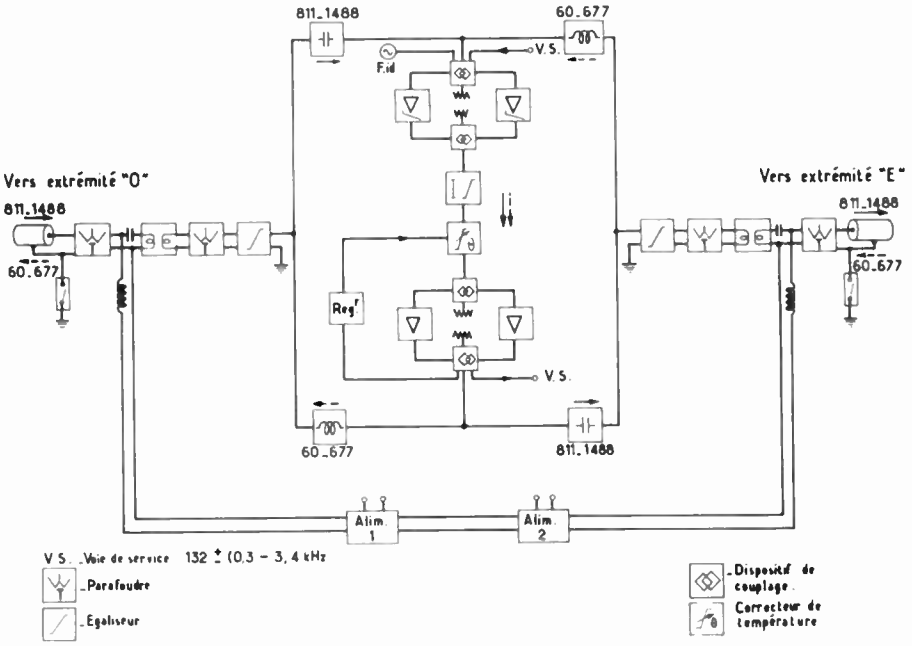


FIG. 5. — Schéma de principe d'un répéteur

De chaque côté du répéteur sont disposés deux aiguillages, l'un de téléalimentation, l'autre de transmission.

Tous les organes inclus dans les coffrets de répéteurs (fig. 6) sont prévus pour fonctionner normalement entre -20 °C et $+50$ °C et supportent sans risque des températures de -40 °C à $+70$ °C.

Les coffrets de répéteurs sont installés dans des cuves enterrées et visitables. La figure 7 représente la mise en place d'un coffret dans une cuve enterrée.

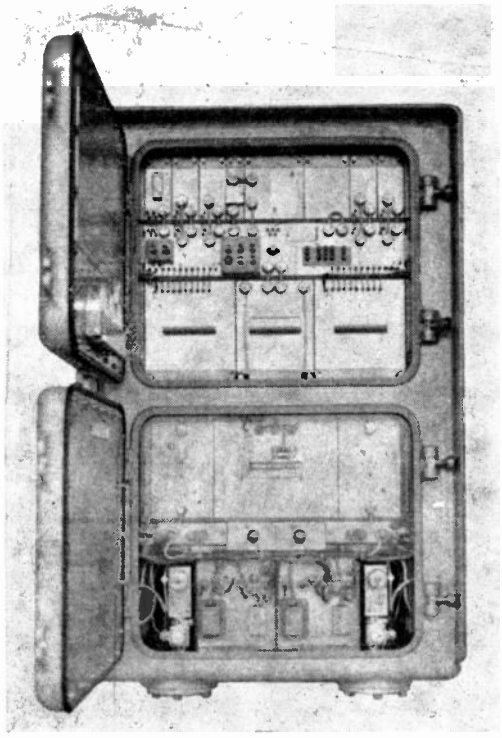


FIG. 6. — Coffret de répéteur

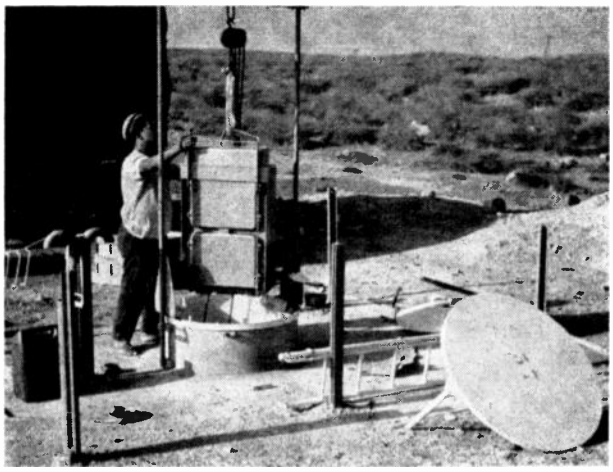


FIG. 7. — Pose d'un coffret

3.2.2. *Equipements d'extrémité de ligne type « O » et type « E »* (fig. 8 et 9).

En appelant « O » et « E » les extrémités d'une liaison arbitrairement choisies on admet que le sens de transmission en ligne de O vers E (sens O-E) est affecté à la bande de fréquences non transposée (bande supérieure).

A côté de la bande de fréquences transmise dans le sens O-E se trouvent les fréquences pilotes de ligne, les fréquences additionnelles de mesure, la bande allouée à la voie de service, la bande de fréquences réservée aux voies omnibus, les fréquences d'identification des amplificateurs et la fréquence du porteur de transposition à 1 488 kHz. La bande supérieure totale s'étend donc de 811 à 1 488 kHz.

A la bande de fréquences transmise dans le sens EO s'ajoute la bande allouée à la voie de service et celle des voies omnibus. La largeur totale de cette bande inférieure est 60-677 kHz.

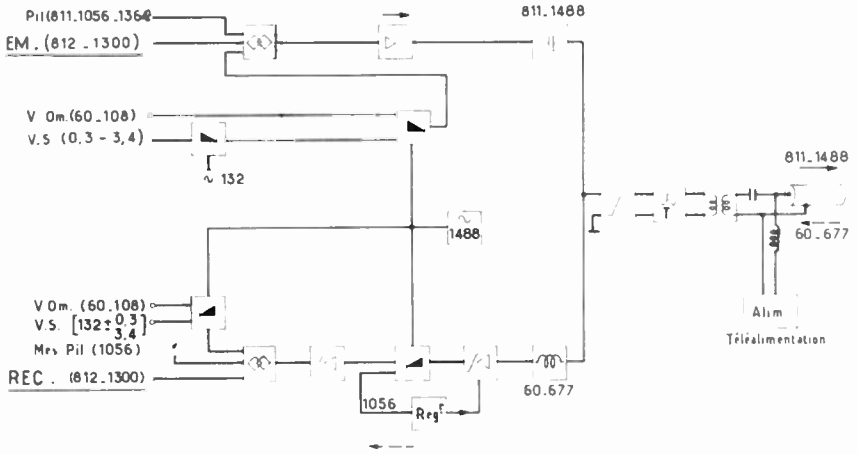


FIG. 8. — Equipement d'extrémité type « O »

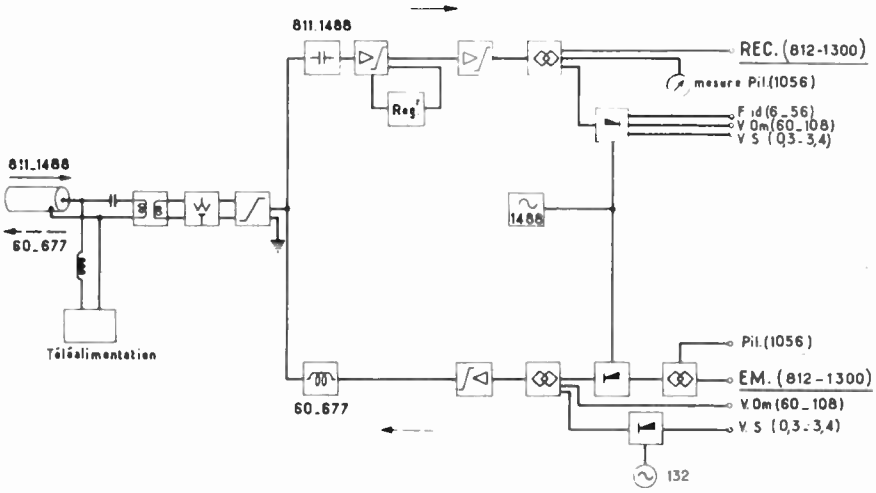


FIG. 9. — Equipement d'extrémité type « E»

L'équipement d'extrémité « O » *émet* la bande supérieure de fréquences et *reçoit* la bande de fréquences transposée (bande inférieure).

L'équipement d'extrémité « E » *émet* la bande de fréquences transposée et *reçoit* la bande supérieure des fréquences.

Les fréquences d'identification des répéteurs sont contenues dans la bande supérieure ; la station possédant l'équipement d'extrémité type « E » qui les reçoit et les interprète est appelée station *surveillante*.

3.2.3. *Stations principales terminales type « O » et « E »*

Ces stations, constituées respectivement par les équipements d'extrémité de ligne type « O » et type « E », ne diffèrent entre elles que par la modulation générale à 1 488 kHz, qui est effectuée à la *réception* dans la station terminale « O » et à *l'émission* dans la station terminale « E ». Nous décrirons brièvement la station de ce dernier type.

Dans les équipements d'extrémité « E » (fig. 9), les deux groupes secondaires, déjà répartis entre 812 et 1 300 kHz sont, après injection du pilote à 1 056 kHz et éventuellement des ondes additionnelles à 1 364 et 811 kHz, amplifiés puis transposés dans la bande basse par un modulateur en anneau, commandé par une onde locale à 1 488 kHz. Après filtrage de cette bande, le groupe des voies omnibus 60 - 108 kHz et la voie de service y sont adjoints. L'ensemble est alors émis sur le câble coaxial après amplification, filtrage, préaccentuation et réglage convenable des niveaux.

A la réception, la bande supérieure est d'abord filtrée puis amplifiée. Elle subit deux opérations d'antidistorsion ; l'une, effectuée une fois pour toutes à la mise en service de la liaison, est fonction de la longueur de la section principale d'amplification précédente ; l'autre, automatique en permanence, est fonction des variations de niveau du pilote de ligne consécutives aux variations de température du câble.

Un amplificateur sélectif à 1 056 kHz donne l'alarme au personnel chargé de la surveillance en cas de variation brutale du niveau de réception du pilote de ligne.

La voie de service, les voies omnibus et les fréquences de télésurveillance sont transposées en bande basse, filtrées et amplifiées avant d'être envoyées sur les équipements de démodulation ou de mesure.

Les équipements d'extrémité de ligne sont complétés par les organes de production des pilotes et du porteur à 1 488 kHz et par les dispositifs de téléalimentation qui fournissent l'énergie aux répéteurs télésurveillés. La figure 10 montre leur installation sur un bâti.

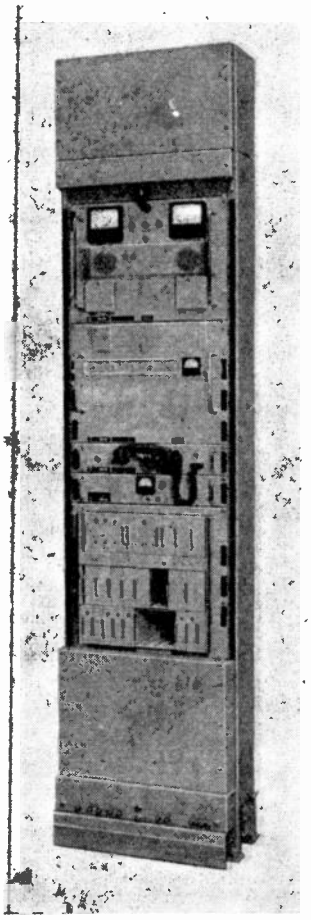


FIG. 10. — Equipements d'extrémité de ligne sur un bâti de station terminale.

3.2.4. *Station principale intermédiaire*

Les stations principales intermédiaires ont pour rôle :

— De fournir un accès pour la *dérivation* d'un certain nombre de voies qui, à la limite, est celui que contiennent les groupes secondaires 4 et 5 et, naturellement, le groupe des voies omnibus.

— De permettre les *transferts* vers la section de ligne suivante ou vers une autre ligne, de tous les signaux dont l'exploitation n'est pas prévue dans la station même.

— D'assurer, lorsqu'il en est besoin, la téléalimentation des répéteurs.

Les possibilités de dérivation et de transfert séparés des différents groupes de signaux de ligne propres à ces stations leur confèrent une souplesse d'utilisation évidemment bien plus grande que celle des coffrets de dérivation simple décrits ci-après.

Les stations principales intermédiaires sont généralement constituées par une juxtaposition des équipements d'extrémité de ligne type « O » et type « E ». Elles peuvent cependant, en fonction des disponibilités en personnel surveillant, être composées de deux équipements de stations surveillantes (E) ou au contraire de deux équipements de stations non surveillantes (O). Les sections de ligne qui les séparent sont dénommées *sections principales d'amplification.*

L'écartement maximal possible entre stations principales est égal à la distance maximale de téléalimentation et correspond à 40 sections élémentaires d'amplification.

Les équipements des stations principales, intermédiaires ou terminales, doivent être à l'abri des intempéries et des températures excessives (température de fonctionnement normale : + 10 °C à + 45 °C).

3.2.5. *Coffrets de dérivation*

Un certain nombre de localités situées entre les stations principales d'amplification peuvent être reliées entre elles ou aux stations principales grâce aux 12 voies supplémentaires transmises en ligne et dérivables voie par voie dans les équipements contenus dans des coffrets dits « de dérivation de voies omnibus ». Sur une section principale d'amplification, chacune de ces voies omnibus ne peut être utilisée qu'à la constitution d'un seul circuit.

Il est également possible, à l'aide des « coffrets de dérivation de groupe primaire », d'extraire du faisceau principal à 120 voies, en un point quelconque de la ligne, un à cinq groupes primaires du groupe secondaire 4 pour constituer des liaisons vers l'une ou l'autre des extrémités. Lorsque le nombre de voies à extraire sur un sens de transmission, ne dépasse pas la capacité d'un groupe primaire, il est ainsi possible d'éviter l'installation d'une station intermédiaire principale, ce qui entraîne une économie sensible.

Il est important de noter les facilités offertes à l'exploitation par ces dispositifs. En effet, les besoins en circuits qui apparaissent en un point intermédiaire de la liaison peuvent être satisfaits de plusieurs manières :

— Utilisation de voies omnibus,

— Utilisation de tout ou partie d'un groupe primaire,

— Utilisation de plusieurs groupes primaires (dans une station principale).

Ces facilités ont été mises à profit sur la liaison Arzew-Hassi Messaoud où sept coffrets de dérivation de voies omnibus ont été installés pour compléter les possibilités offertes par les sept stations principales intermédiaires.

3.3. EQUIPEMENTS DE TRANSFERT ET DE DÉRIVATION

Dans une station principale intermédiaire ou dans un « coffret de dérivation », un certain nombre de voies téléphoniques sont dérivées vers l'utilisation et les autres transférées vers la section de ligne suivante.

Si l'on veut exploiter dans sa totalité la bande de fréquences disponible en ligne, l'emplacement occupé par les voies dérivées doit être rendu libre de tout signal pour son utilisation dans la section de ligne suivante, ce qui nécessite la présence sur le chemin des voies transférées, d'équipements de filtrage destinés à bloquer tous les signaux compris dans le spectre de fréquences des voies dérivées.

Les stations intermédiaires principales sont pourvues d'équipements de transfert permettant toutes les dérivations et tous les blocages nécessités par l'exploitation.

3.3.1. *Transferts et dérivations dans une station principale intermédiaire*

La figure 11 représente diverses possibilités de dérivation et de transfert offertes par une station principale intermédiaire.

Les stations principales comprennent généralement les trois catégories d'équipements énumérées au chapitre 3.2. :

a) Equipements d'extrémité de ligne ;

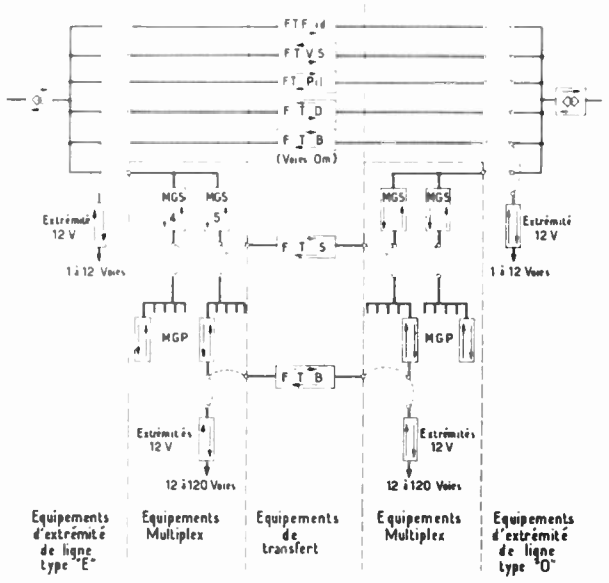


FIG. 11. — Dérivations et transferts dans une station principale intermédiaire.

b) Equipements multiplex : MGS, MGP et Extrémité 12 voies (respectivement organes de modulation — démodulation des groupes secondaires, de groupes primaires et de voies) ;

c) Equipements de transfert, constitués par les filtres de transfert : dits FTD (filtre de transfert direct) FTS (filtre de transfert de groupe secondaire) ; FTP (filtre de transfert de groupe primaire).

De plus, les équipements d'extrémité de ligne comportent les organes permettant les transferts suivants : transferts sans transposition, respectivement, des signaux d'identification des répéteurs (FTFid), de la voie de service (FTVS), du pilote de ligne (FT Pil).

Les signaux d'identification des répéteurs ne sont transmis que dans le sens O-E.

3.3.2. *Dérivation dans un coffret*

Les coffrets de dérivation de groupe primaire ou de voie omnibus, comprennent à la fois des équipements de ligne (filtres d'aiguillage et transposition à 1 488 kHz) et des équipements multiplex (modulation et démodulation de GP ou de voie), mais ne comportent pas d'équipement de transfert.

Un coffret de dérivation de GP (fig. 12) peut contenir les équipements multiplex nécessaires à l'exploitation de deux groupes primaires entre l'une ou l'autre des extrémités de la liaison et le point de dérivation considéré.

Un coffret de dérivation de voie omnibus peut contenir les équipements multiplex permettant l'exploitation de deux voies téléphoniques vers les deux extrémités O ou E de la liaison. Lorsque les besoins dépassent deux voies téléphoniques, on peut, dans un coffret supplémentaire, inclure les équipements multiplex de six autres voies.

L'installation de coffrets de dérivation se fait dans les mêmes conditions que celle de répéteurs ; ils sont logés dans des cuves enterrées et visitables.

3.4. RÉGULATION DE LIGNE

L'influence de la température sur l'affaiblissement du câble aux fréquences utilisées est équivalente à une variation de longueur de celui-ci. La compensation de cet effet est obtenue dans les amplificateurs de ligne à l'aide d'un réseau présentant, à une constante près, l'affaiblissement d'une longueur de câble dont la valeur, positive ou négative, est directement fonction d'un courant auxiliaire de commande.

Afin de ne pas laisser s'accumuler les erreurs de compensation le long d'une section principale d'amplification (section de câble comprise entre deux stations principales), de place en place, on a substitué à un régulateur dépendant de la température un régulateur, dit « type P », dans lequel le courant de commande du réseau de compensation dérive de la mesure de l'onde pilote de ligne à 1 056 kHz, après filtrage et détection de celle-ci.

3.5. TÉLÉLOCALISATIONS DES DÉFAUTS

Les répéteurs comportent deux chemins d'amplification couplés par transformateurs différentiels ainsi que deux dispositifs d'alimentation. Leur *identification* est assurée par l'émission par chacun d'eux, d'une onde additionnelle dont la fréquence le caractérise. En cas de *défaut sur un chemin d'amplification* la transmission reste assurée avec une baisse de niveau de 0,7 Np ; l'onde pilote de ligne subit cette baisse de

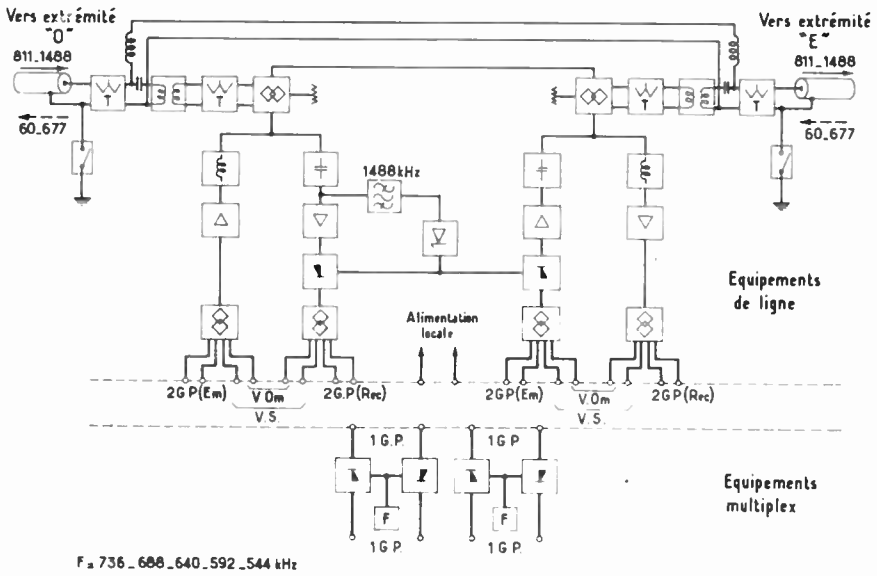


FIG. 12. — Coffret de dérivation de groupes primaires

niveau et provoque une alarme à la station surveillante. A cette station, une mesure du niveau des ondes d'identification permet de localiser le répéteur en cause.

De même, si un *court-circuit* se produit sur le *câble* dans une section alimentée par la station surveillante, la mesure des ondes de localisation permet de déterminer la section accidentée.

En cas de *coupure du câble* ou de *court-circuit* sur une section non alimentée par la station surveillante, il est possible, par des mesures de tension et de courant, de déterminer la section élémentaire défectueuse, à partir de la station qui téléalimentait cette section.

3.6. Téléalimentation

Dans un système du type $n+n$ à une seule paire coaxiale, on est obligé d'utiliser le conducteur extérieur de la partie pour le retour du courant de téléalimentation. Si un courant parasite se propage sur ce conducteur extérieur, il se superposera au courant de téléalimentation.

Lorsque le cable est enterré, on ne peut compter que sur un isolement parfait du conducteur extérieur pour se prémunir contre les effets perturbateurs des courants vagabonds inévitables. Or, il est bien difficile d'assurer que la gaine de protection de la paire coaxiale ne sera jamais entamée de place en place, par exemple à la suite d'un coup de foudre au voisinage ou, tout simplement, par quelque caillou tranchant.

L'emploi du courant alternatif pour la téléalimentation permet de s'affranchir de ces difficultés, qu'il s'agisse de courants vagabonds incontrôlés ou de ceux introduits par la « protection cathodique » du pipe-line, grâce à l'utilisation de translateurs. Le fractionnement galvanique de la ligne permet en outre la protection efficace contre tous courants induits (ligne à haute tension ou ligne caténaire). C'est pourquoi, malgré les quelques complications qu'il introduit dans le matériel, il a été préféré dans ce système à 120+120 voies. Ce système doit en effet pouvoir être installé et fonctionner avec une sécurité parfaite aussi bien dans la même tranchée qu'un pipe-line que le long d'une voie ferrée électrifiée en courant continu.

3.7. Dispositifs de sécurité

3.7.1. *Protection contre la foudre*

Bien que le câble soit normalement isolé de la terre, lors d'une décharge atmosphérique au sol, un courant de foudre intense peut s'écouler le long du conducteur extérieur. La chute de tension longitudinale provoquée par ce courant donnera alors naissance à une différence de potentiel entre conducteurs intérieur et extérieur, proportionnelle à l'impédance de transfert du câble. Le câble lui-même est protégé contre les surtensions par son isolement propre et les équipements d'amplification par des dispositifs qui ont fait l'objet d'études approfondies.

Tout d'abord, un éclateur à action rapide, à « îlot de carbone » est connecté entre les deux conducteurs de la paire coaxiale à l'entrée de celle-ci dans le coffret de répéteur. La tension d'éclatement de cet élément est de 1 700 V environ.

Après le translateur de l'aiguillage alimentation-signal, un parafoudre à gaz raréfié limite à 200 V environ la différence de potentiel risquant d'être appliquée aux équipements d'amplification proprement dits.

Une dernière protection est prévue à l'entrée de l'amplificateur, sous la forme de deux diodes rapides au silicium connectées en parallèle avec le circuit d'entrée. La tension de déblocage de ces diodes et leur impédance sont suffisantes pour ne perturber en rien les signaux téléphoniques dont le niveau est ici très faible, mais en cas d'apparition d'un courant parasite important, elles limitent à 2 ou 3 V la différence de potentiel susceptible d'être appliquée à l'espace émetteur-base du transistor d'entrée.

Une expérience d'installation dans une région tropicale [4] où l'on compte en moyenne 110 jours d'orage par an a permis de vérifier l'efficacité de ces protections.

3.7.2. *Protection du personnel*

Les dispositions sont prises pour que le personnel ne puisse jamais être en contact avec des conducteurs soumis à des tensions dangereuses, notamment dans les coffrets de répéteurs ou de dérivation.

Ces coffrets (fig. 6) sont divisés en deux compartiments munis chacun d'une porte d'accès. L'un des compartiments contient les boîtiers (reliés à la terre) des équipements actifs, séparés du câble par des translateurs et aux bornes desquels la différence de potentiel ne peut dépasser 20 V (tension d'alimentation des transistors). L'autre compartiment dont la porte d'accès, verrouillée, ne peut être ouverte qu'après l'ouverture du compartiment « actif » contient les équipements soumis à la tension de la téléalimentation pouvant atteindre 600 V. Un écran isolant, transparent, empêche tout contact accidentel avec les bornes sous tension. En outre, l'ouverture de la porte actionne une mise à la terre du conducteur extérieur du câble.

3.8. Maintenance

La maintenance du système ne nécessite qu'un nombre limité d'opérations. Elle comporte :

— La lecture des indications des appareils de mesure installés sur les équipements de ligne des stations surveillées ;

— la mesure journalière des ondes d'identification dans les stations surveillantes ;

— la comparaison hebdomadaire des fréquences de base des stations principales à l'aide des ondes pilote de ligne :

— la visite trimestrielle des répéteurs pour un examen visuel.

Il est à noter que la duplication dans les répéteurs des organes actifs nécessaires à la continuité de la liaison fait que les défauts qui pourraient survenir sur l'un de ceux-ci ne nécessitent pas une intervention immédiate. Cette particularité est un avantage appréciable dans les régions où les déplacements sont difficiles et même parfois momentanément impossibles lorsque les conditions climatiques sont défavorables.

4. Câble

Le système peut utiliser pratiquement n'importe quel type de paire coaxiale et en particulier la paire normalisée 2,6−9,5 mm, mais son intérêt réside principalement dans l'emploi d'un câble constitué d'une paire unique et par conséquent peu onéreux, qui peut être enterré ou suspendu à des poteaux.

La longueur de la section élémentaire d'amplification dépendra évidemment de l'affaiblissement linéique, suivant la formule :

$$l\,(\text{km}) = \frac{4{,}6}{a}$$

« a » désignant la valeur exprimée en népers, de l'affaiblissement kilométrique du câble utilisé, pour la fréquence 1 MHz et à la température moyenne d'emploi. Typiquement, l est de l'ordre de 12 à 16 km.

Toutefois des compléments de câble artificiels associés aux répéteurs permettent de faire varier le pas d'amplification d'environ 30 %. Avec la paire coaxiale 2,6 - 9,5 normalisée, le pas d'amplification peut ainsi varier de 11,5 à 16,3 km.

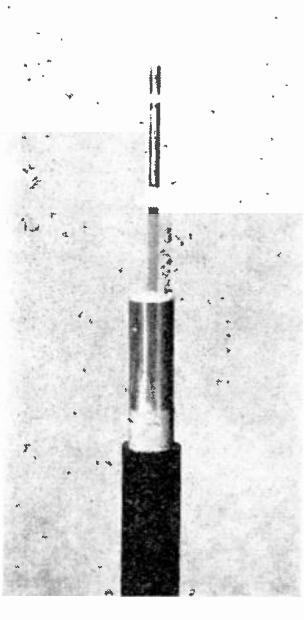


FIG. 13. — Câble 2,6/9,7 à conducteur extérieur en aluminium

Deux types de câble ont été utilisés pour la liaison.

• Sur une partie du parcours un câble dont le conducteur central est un fil de cuivre de 2,6 mm de diamètre, maintenu à l'intérieur d'un tube en polyéthylène rétreint de place en place pour assurer le centrage du conducteur (isolation dite « ballon ».

Le conducteur extérieur est un tube cylindrique de 9,9 mm de diamètre formé à partir d'un ruban de cuivre. Une frette, en rubans d'acier de 0,2 mm enroulés en hélice, constitue la protection mécanique du câble. La protection extérieure est assurée par une gaine en matière plastique de 2 mm d'épaisseur.

• Sur une autre partie du parcours, un câble (fig. 13) dont le conducteur extérieur se présente sous la forme d'un tube d'aluminium continu obtenu par extrusion. Le conducteur intérieur est centré par un isolant en polyéthylène dans des conditions qui assurent une très bonne régularité des caractéristiques électriques ; le conducteur cylindrique extérieur constitue une gaine de protection étanche résistant aux contraintes mécaniques et protégeant le câble contre les inductions extérieures, en raison de la faible impédance de transfert de l'enveloppe.

5. Conclusion

Le système à 120+120 voies de la CIT sur câble coaxial léger est particulièrement bien adapté à des liaisons telles que celle qui vient d'être décrite et dont on peut résumer ainsi les caractéristiques :

— Artère à moyenne capacité ;

— Agglomérations à desservir distantes parfois de plusieurs centaines de kilomètres ;

— Absence de sources d'énergie en dehors des agglomérations desservies ;

— Nécessité d'établir des circuits entre des points singuliers qui peuvent être nombreux, la seule restriction imposée étant qu'ils n'exigent pas la constitution de plus de 12 voies téléphoniques distinctes sur le tronçon de câble compris entre deux des agglomérations normalement desservies ;

— Personnel de maintenance très réduit.

Le problème ainsi posé ne pourraît sans doute pas être résolu actuellement de manière plus économique avec un autre système présentant la même sécurité et la même facilité d'exploitation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] HURAULT J.L., OSWALD J. — Systèmes à courants porteurs à deux bandes de fréquences. *Câbles et Transmission*, octobre 1955.

[2] LAURENT M. Ch., BOULMER M.A. — Le nouveau câble coaxial Paris-Toulouse. *Revue Générale des Chemins de Fer*, février 1965.

[3] SUNDE E.D. — Earth conduction effects on transmission systems. Ed. Van Nostrand 1949.

[4] Courrier technique des P. et T. Tropicales. Equipement de la liaison Pointe-Noire — Dolisie en République du Congo.

LES MATÉRIELS EXTENSIBLES LEURS APPLICATIONS AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

A. TARASSOFF
Directeur Technique

J. DUCAMUS et C. RIBEYRE
Ingénieurs à la Société
Télécommunications Radioélectriques et Téléphoniques
(T.R.T.)

1. Origines du système 7 TR 001

La Société T.R.T disposait, au moment où elle a entrepris l'étude du système à voies indépendantes, d'une longue expérience, acquise dans le domaine de la transmission sur lignes aériennes, grâce à l'étude et la mise en œuvre de deux systèmes à tubes, exploités dans de nombreux pays : le système à 3 voies FTR 133 et le système à 12 voies FTR 135. Ces deux systèmes, conformes aux recommandations du CCITT, couvraient les besoins classiques des différentes administrations françaises et étrangères. Cependant, ils ne donnaient pas la solution des nombreux problèmes rencontrés dans la constitution de réseaux à faible nombre de voies.

Pour étudier un matériel dans un nouveau domaine, il était indispensable de connaître les besoins de l'exploitant et de distinguer ceux qui sont propres à des circonstances particulières de ceux que l'on peut rencontrer dans des circonstances générales. L'ingénieur d'études doit disposer d'un cadre précis, fixé par un exploitant ayant réfléchi à ces questions. Cette circonstance s'est présentée sous la forme d'une demande faite par une administration européenne, qui concrétisait les grandes lignes de son problème et laissait au constructeur le choix des solutions techniques.

Grâce à cet appel d'offre, il fut permis à T.R.T d'étudier un matériel qui, par sa conception moderne et la simplicité de sa mise en œuvre et de son entretien, pouvait être exploité dans des zones rurales ou à faible densité de population.

2. Qualités demandées qui ont servi de base à l'étude du système

La demande spécifiait les points suivants :

— le système doit être économique et ne pas nécessiter une main-d'œuvre trop spécialisée pour son installation et sa maintenance ;

— il doit comporter un minimum de dix voies indépendantes, avec la possibilité de dériver facilement n'importe quel nombre de voies en cours de route sans perturber l'impédance de la ligne ;

— il doit être installé sur une paire d'une ligne aérienne transposée de façon à transmettre des fréquences allant au maximum à 160 kHz, et supporter l'introduction de câble d'amorce d'une longueur maximale de 5 km ;

— une régulation automatique de gain doit pouvoir compenser les variations d'affaiblissement de la ligne aérienne entre un temps sec et le givre moyen ;

— le matériel doit être transistorisé et sa consommation réduite au minimum, l'alimentation étant faite à partir d'une batterie de 24, 48 ou 60 V, ou à partir du réseau de distribution d'énergie ;

— le système doit pouvoir coexister avec des systèmes à 3 voies ou à 12 voies de type classique, exploités sur d'autres paires de la même artère aérienne ;

— les circuits fournis doivent satisfaire aux exigences de qualité du CCITT et, en particulier, doivent être exploitables en télégraphie harmonique ;

— le système doit pouvoir fonctionner entre 0 et 55 °C ;

— il doit être possible, au cours d'une conversation, de transmettre des signaux et, en particulier, un comptage.

3. Solutions techniques classiques écartées par les exigences énumérées précédemment

3.1. Modulation a bande latérale unique

La majorité des systèmes à courants porteurs utilisent la modulation d'amplitude avec suppression de l'une des bandes latérales et du porteur. Le porteur nécessaire à la démodulation est produit à la réception par un oscillateur local. Les recommandations du CCITT, motivées par la possibilité de transmission

sur une voie d'un système de télégraphie harmonique, demandent une restitution de la fréquence à ± 2 Hz près, soit une stabilité des oscillateurs locaux de ± 1 Hz. A 160 kHz, une telle stabilité correspond à un coefficient de température inférieur à $0{,}22\ 10^{-6}$ par °C. Une telle stabilité, pour une plage de température de 55 °C est inconcevable sans l'utilisation d'un quartz logé dans une enceinte thermostatée. Le prix élevé de cette solution et la consommation du thermostat qui dépasse largement celle d'une voie, rendent cette solution inacceptable.

Une autre raison de rejeter la solution de la bande latérale unique réside dans la difficulté de réalisation des filtres de voie pour des bandes de fréquence pouvant aller jusqu'à 160 kHz. Des filtres à bobines de ce genre sont difficilement réalisables au-dessus de 50 kHz surtout pour une gamme de températures aussi étendue. Les filtres à quartz donneraient une solution au problème, mais ils sont coûteux et fragiles.

La solution de la double modulation n'est pas plus économique, surtout dans le cas de voies indépendantes.

3.2. Pilote de voie

L'usage dans la technique des dispositifs à courants porteurs, est d'affecter des fréquences spéciales — dites fréquences-pilotes — à la régulation et la supervision. A l'émission, cette technique nécessite un oscillateur spécial et à la réception, un filtrage coûteux aux fréquences élevées.

3.3. Signalisation classique

Les dispositifs de signalisation dans la bande ne peuvent être retenus, car ils ne permettent pas l'envoi d'une signalisation pendant la conversation.

Les dispositifs CCITT, dits à signalisation hors bande, nécessitent des oscillateurs locaux à l'émission, des discriminateurs et des filtres coûteux à la réception et augmentent des difficultés de réalisation des filtres de voie. Ils vont donc à l'encontre de l'objectif économique imposé.

4. Autres techniques utilisées dans les systèmes à courte distance, qui ont dû être écartées

Si les solutions classiques énumérées au paragraphe 3 ont dû être écartées pour des raisons d'économie, les solutions utilisées dans la plupart des systèmes, dits économiques, ont dû être écartées pour les raisons techniques exposées ci-après.

4.1. La modulation d'amplitude a double bande avec transmission du porteur

Ce système de modulation est évidemment peu coûteux ; il ne donne pas prise aux critiques formulées au paragraphe 3 ; le pilotage peut être assuré par le porteur. Le dispositif d'appel peut également utiliser la suppression ou le rétablissement de l'émission de la fréquence porteuse, procédé simple mais qui exclut toute possibilité d'exploitation à signalisation continue avec supervision du circuit, ainsi que toute signalisation en cours de conversation.

En outre, par suite des déphasages relativement importants dus au milieu de transmission (câbles notamment) qui peuvent se produire entre les deux bandes latérales, il est assez difficile de déduire, de la courbe d'affaiblissement-fréquence et des données qui définissent la qualité intrinsèque du matériel, les qualités réelles de la liaison.

Avec ce type de modulation, on arrive donc à un système économique, mais non intégrable dans un circuit international, autrement dit ne satisfaisant qu'à l'un des aspects du problème posé.

De plus, il faut tenir compte de l'étendue de la bande de fréquence occupée. En admettant qu'une voie recommandée par le CCITT s'étende sur près de 4 kHz, chacune des voies du système occupera, en modulation à deux bandes latérales, un espacement de 8 kHz. Pour 10 voies, c'est-à-dire 20 sens de transmission, la largeur de bande minimale nécessaire est 160 kHz. Et, en fait, si l'on considère les possibilités à ces fréquences des filtres à bobines, un tel système s'étendra sur une bande de fréquences d'environ 180 kHz. Dans le cas de filtres plus sommaires, il faudrait envisager obligatoirement la présence d'un compresseur-extenseur, ce qui exclut la possibilité d'affecter la voie à des transmissions télégraphiques.

Enfin, si l'on tient compte de la nécessité d'extraire les voies par simple filtrage, la bande de fréquences utilisée montera à plus de 200 kHz. Cette bande est notablement supérieure à celle des systèmes recommandés par le CCITT (montant jusqu'à 143 kHz) et l'objectif imposé, de limiter la fréquence supérieure à 160 kHz, n'est pas observé. Des artères aériennes construites spécialement sont nécessaires. Le prix de leur installation risque de faire perdre tout intérêt au système. En outre, et surtout par mauvaises conditions climatiques, l'affaiblissement des lignes aériennes augmente considérablement avec la fréquence, réduisant à quelques kilomètres la portée du système, pour les voies à fréquences élevées.

Ces considérations font rejeter la modulation d'amplitude à double bande.

4.2. La modulation de phase, ou de fréquence

Ce système de modulation peut paraître satisfaisant par la simplification qu'il apporte *a priori* au problème de la régulation : malheureusement, pour des raisons d'encombrement du spectre, il ne peut être utilisé qu'avec un très faible indice de modulation, qui permet de n'assurer qu'une protection médiocre contre les bruits. Et, même dans ces conditions, l'encombrement spectral est égal ou supérieur à celui d'une modulation d'amplitude à double bande.

Une telle méthode de modulation est mieux adaptée à un système à courte distance, sur câble, qu'à un système à moyenne distance, sur ligne aérienne.

5. Modulation adoptée pour le système

Des considérations précédentes il résulte que, pour utiliser au mieux la bande de fréquences disponible, *il faut transmettre une seule bande latérale* et, pour éviter un oscillateur local à la réception et simplifier les problèmes de régulation et de signalisation, *il*

faut transmettre le porteur. Ce sont là les principales caractéristiques de la modulation adoptée pour le système 7 TR 001 ; en combinaison avec le système de signalisation retenu, cette méthode est le meilleur compromis trouvé pour un système économique à voies indépendantes destinées à desservir des circuits à courte et moyenne distance avec une qualité répondant aux recommandations du CCITT.

6. Plans de fréquences pour voies entrelacées et pour voies groupées

Deux plans de fréquences sont prévus. Le plan de fréquences, dit à voies entrelacées, doit être considéré comme préférentiel ; il permet de placer le plus grand nombre de voies aller et retour dans une bande de fréquences donnée (c'est-à-dire pour une fréquence maximale donnée). C'est également celui qui assure la portée maximale pour un nombre déterminé de voies. Comme le montre la figure 1*a*, il permet l'exploitation de 10 voies dans la bande 4-160 kHz et ne perturbe pas les systèmes à 3 voies ou à 6 voies utilisant la même artère aérienne. Il a, de plus, l'avantage de permettre la dérivation d'une ou plusieurs voies en un point quelconque de la ligne.

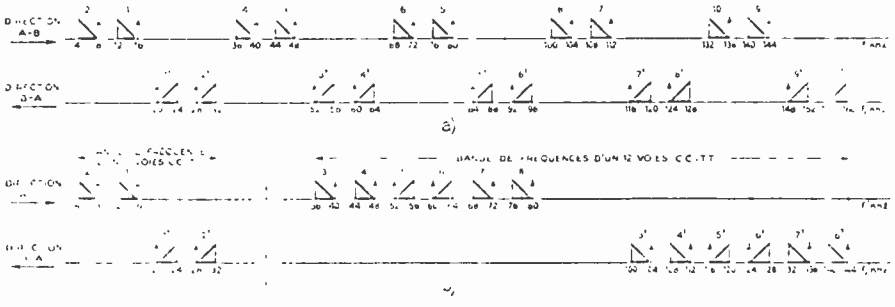


FIG. 1. — Plans de fréquences
a) à voies entrelacées *b*) à voies groupées

Le plan de fréquences, dit à voies groupées (fig. 1*b*), permet de constituer deux systèmes distincts : l'un formé par les voies 1 et 2 peut, comme précédemment, coexister avec un système à 3 voies ; l'autre comportant 6 voies peut coexister avec un système à 12 voies, car il utilise les mêmes bandes de fréquence. Avec ce plan, un maximum de 8 voies peut être installé sur une paire de conducteurs ; mais le système peut coexister, sur une même artère, avec un ensemble de systèmes à 3 et à 12 voies.

On observera, sur les figures 1*a* et 1*b*, que les mêmes fréquences sont utilisées dans les deux plans. Ils ne sont différenciés que par le groupement des fréquences émises et reçues. Les voies étant scindées en unités d'émission et unités de réception, ce sont toujours les mêmes éléments qui sont utilisés.

N.-B. — Dans le cas du plan *b*), les voies 3 à 8 sont compatibles avec un système à 12 voies conforme aux recommandations C.C.I.T.T. Dans les deux cas, les voies 2 et 2 sont compatibles avec un système à 3 voies C.C.I.T.T. ou avec un système MARZIN à 6 voies.

Le plan à voies groupées ne permet évidemment pas de couvrir, avec chaque voie, une distance aussi grande que le plan à voies entrelacées, exception faite des deux premières voies, pour lesquelles la répartition des fréquences est la même dans deux plans. Cette considération a conduit à envisager, pour les installations à voies groupées, un amplificateur à gain fixe commun aux bandes de fréquences des voies 3 à 8, qui permet d'atténuer ce désavantage.

Bien qu'aucune raison théorique n'empêche la dérivation d'une ou plusieurs voies et bien que l'utilisation des mêmes boîtiers pour les deux plans fasse que le matériel nécessaire soit commun aux deux cas, il n'est pas conseillé, sauf cas spéciaux, de réaliser des dérivations en ligne, dans le cas d'une installation à voies groupées.

En effet, au point de branchement C choisi arbitrairement, quel que soit le dispositif adopté, on crée une désadaptation qui peut produire une télédiaphonie gênante sur les systèmes CCITT de la même nappe. Toutefois, il est toujours possible de séparer, en un point quelconque, les 2 voies basses des 6 voies hautes du système.

Le fait de transmettre le porteur peut également provoquer des sifflements à fréquence fixe, fort désagréables, dans les voies CCITT. Pour réduire autant que possible ce phénomène, les fréquences porteuses du système 7 TR 001 ont été choisies égales à des multiples de 4 kHz, de telle sorte que, dans la plupart des cas, ce sifflement tombe à la fréquence zéro (ou 4 kHz) des voies des systèmes CCITT. L'examen du Tome III du Livre Rouge du CCITT montre, en effet, que sur un total de 8 systèmes à 12 voies sur ligne aérienne décrits, 120 porteurs sur 196 sont des multiples de 4 kHz. Evidemment, cette protection ne joue que lorsque le porteur se trouve à la fréquence nominale de la voie, c'est-à-dire en l'absence d'appel. Il pourrait donc y avoir parfois des difficultés à fonctionner en voies groupées, dans le cas d'une exploitation utilisant une signalisation continue. Chaque cas est à analyser séparément. La valeur de l'affaiblissement diaphonique entre les deux paires permet d'évaluer la gêne causée au système CCITT perturbé.

7. Principaux circuits du système

7.1. Obtention de la bande latérale unique

Comme nous l'avons vu précédemment, il est pour ainsi dire impossible d'obtenir une seule bande latérale, par les méthodes de modulation classiques, sans avoir recours à des filtres coûteux. Pour les éviter, on a utilisé le principe de la modulation diphasée ([4] et [5]). Rappelons brièvement ce procédé : on dispose de deux modulateurs en anneau, alimentés respectivement par deux porteurs, de même pulsation Ω et de même amplitude P, mais en quadrature de phase. Soient Y_1 et Y_2 ces deux porteurs.

Posons $Y_1 = P \sin \Omega t$; $Y_2 = P \sin (\Omega t + \pi/2)$.

Le signal à moduler de pulsation ω et d'amplitude p, est appliqué à chacun des deux modulateurs à travers deux circuits différents, dont l'un comporte un réseau donnant un déphasage de $\pi/2$. Les deux signaux X_1 et X_2 arrivant respectivement à chaque modulateur pourront s'écrire :

$$X_1 = p \sin \omega t \; ; \; X_2 = p \sin (\omega t + \pi/2)$$

A la sortie de chaque modulateur, on obtient un signal de la forme S = XY. On obtient ainsi :

$S_1 = X_1 Y_1 = Pp \sin \omega t \cdot \sin \Omega t$
$S_2 = X_2 Y_2 = Pp \sin (\Omega t + \pi/2) \cdot \sin (\omega t + \pi/2)$ ou :

$S_1 = (Pp/2)\,[\cos(\Omega - \omega)t - \cos(\Omega + \omega)t]$
$S_2 = (Pp/2)[\cos (\Omega - \omega)t + \cos (\Omega + \omega)t]$.

En ajoutant à la sortie des deux modulateurs ces deux signaux, directement ou en opposition de phase, on obtient :

$$S_1 + S_2 = Pp \cos(\Omega - \omega)t$$

et

$$S_2 - S_1 = Pp \cos(\Omega + \omega)t$$

L'expérience montre qu'en utilisant des réseaux déphaseurs simples, composés de résistances et de capacités, on obtient une discrimination de 30 dB entre les deux bandes latérales. Cette discrimination permet de réaliser des filtres simples à inductances et capacités pour des modulations directes allant jusqu'à des fréquences de 160 kHz.

7.2. Démodulation par détection

Afin d'éviter la reconstitution du porteur à la réception et tous les problèmes de stabilité d'un oscillateur local de démodulation, on remplace celle-ci par une détection, ce qui oblige à transmettre le porteur.

Il est intéressant de noter que la méthode de transmission du porteur avec une seule bande latérale présente une certaine supériorité par rapport à la méthode classique consistant, lorsque l'on utilise une détection, à transmettre le porteur et les deux bandes latérales. En effet, dans le premier cas, l'amplitude instantanée résultant du diagramme de Fresnel peut s'écrire :

$$A(t) = \sqrt{P^2 + p^2 - 2Pp \cos \omega t} \qquad (1)$$

Une détection sera toujours possible tant que :

$$p \leqslant P$$

Dans le 2e cas, la composition en diagramme de Fresnel des trois vecteurs :

$$P \cos \Omega t, \qquad p \cos (\Omega - \omega)t, \qquad p \cos (\Omega + \omega)t$$

donne une amplitude instantanée

$$A(t) = P + 2\,p \cos \omega t \qquad (2)$$

Une détection correcte ne sera possible que si

$$A(t) \geqslant 0 \text{ c'est-à-dire } p \leqslant P/2 \; ;$$

ce qui revient à dire que, dans le second cas, l'énergie transportant la modulation doit être limitée à la moitié de l'énergie du porteur.

La méthode de modulation avec transmission du porteur et d'une seule bande permet de gagner 3 dB sur le rapport signal/bruit par rapport à la modulation transmettant les deux bandes et le porteur.

La profondeur de modulation, rendue possible par la méthode utilisée dans le système, a permis de fixer le niveau du porteur seulement à 10 dB au-dessus du niveau nominal du signal, ce qui suppose un écrêtage à partir d'un niveau de +10 dB en un point de niveau 0.

En revanche, la détection linéaire d'une seule bande latérale et du porteur transmis conduirait à une distorsion harmonique importante. En effet, l'amplitude instantanée du signal étant exprimée par :

$$A(t) = \sqrt{P^2 + p^2 - 2Pp \cos \omega t},$$

le signal détecté par un dispositif linéaire aura la même forme. Il pourra s'écrire, en développant l'expression sous le radical,

$$A(t) = \sqrt{P^2 + p^2}\left[1 - \frac{Pp}{P^2 + p^2}\cos \omega t - \frac{P^2 p^2}{P^2 + p^2}\cos^2 \omega t \ldots\right]$$

suivis de termes du second, troisième,... degré en cos ωt qui font apparaître les harmoniques 2, 3,..., etc. de ω. Pour que ces harmoniques soient négligeables, il faudrait que p soit lui-même petit devant P, ce qui détruirait l'avantage de l'accroissement de la profondeur de modulation, possible avec cette méthode.

Pour parer à cet inconvénient, nous recourons à une détection quadratique, c'est-à-dire à une détection telle que le signal détecté est proportionnel au carré du signal incident. Le circuit réalisé à l'aide de semiconducteurs suit cette loi quadratique pour une grande étendue d'amplitudes et pour de grandes variations de température. Le signal détecté, proportionnel au carré de l'amplitude instantanée, s'écrira alors :

$$K \cdot A^2(t) = (P^2 + p^2 - 2\,Pp \cos \omega t)\,K$$

il ne contient plus aucun harmonique du signal fondamental.

Il faut cependant bien noter que le signal détecté contient une composante continue $K(P^2 + p^2)$ et une composante alternative $2K\,Pp \cos \omega t$. Cette dernière est proportionnelle à $2\,Pp$, ce qui veut dire que si l'affaiblissement de la ligne varie de n dN, le signal p et le porteur P varieront chacun d'autant et le signal détecté variera en conséquence de $2\,n$ dN.

En conséquence, il est nécessaire de disposer d'un excellent dispositif de régulation, surtout lorsque l'on ajoute au système un dispositif compresseur-extenseur. Ce dernier a, comme on le sait, la propriété d'améliorer d'environ 18 dB le rapport signal/bruit, mais en même temps de multiplier par 2 les variations d'affaiblissement du milieu de transmission. En l'absence de régulation, la conjugaison de la détection quadratique avec un compresseur-extenseur quadruple les variations d'affaiblissement de la ligne.

7.3. Dispositif de régulation

C'est un dispositif bouclé à transistors, commandé par la composante continue de $A^2(t)$. La plage de la régulation est de ± 10 dB à température constante, et

de ±8 dB dans la plage 0 à 50°C. Ce qui signifie qu'avant détection le niveau de chaque fréquence transmise est maintenu constant à mieux que ± 0,5 dB près et qu'après détection le signal ne varie que dans une plage de ±1 dB (voir paragraphe 7.2.).

Le dispositif utilisé ne comporte pas de thermistance ; il est donc simple et ne nécessite pas de puissance relativement importante de chauffage. Il n'a pas de mémoire ni de blocage, en cas de disparition du porteur : une telle disposition n'est d'ailleurs pas nécessaire dans le cas du système 7 TR 001. En effet, dans le cas d'une coupure brève de la ligne, le régulateur verra son gain théorique passer au maximum sans inconvénient majeur, pendant la coupure, et, au rétablissement de la liaison, le gain reprendra la valeur désirée au bout d'un temps très court. Supposons maintenant que la liaison présente un boîtier d'émission en panne : cette panne n'affecte pas le fonctionnement des autres voies, puisque la régulation agit par voie. Ce défaut est donc loin d'avoir la gravité d'une panne d'émission de pilote dans un système CCITT classique. De plus, dans le cas d'un système opérant en voies groupées avec amplificateur de câble, on ne risque pas de surcharger ce dernier par un sifflement prenant naissance dans la voie défaillante car, bien que le régulateur se place au maximum, le système de détection entraîne, lui, un affaiblissement considérable. En effet, la tension BF fournie par la détection quadratique est proportionnelle à $Pp \cos \omega t$ et $P = 0$.

7.4. Génération du porteur et signalisation

Comme il a été vu au paragraphe 3.4., aucun des dispositifs classiques ne pouvait être retenu pour ce système. La stabilité de la fréquence du porteur n'ayant aucune importance, puisque l'on opère par détection il est très simple de produire l'appel par glissement de la fréquence du porteur. Cette disposition présente les avantages suivants :

— l'appel est effectué à niveau élevé ± 10 dB (cf. § 7.2); donc la protection contre les bruits de ligne est excellente ;

— il est possible de transmettre une signalisation continue et, en particulier, des signaux de comptage sans aucune difficulté ;

— on peut séparer aisément l'appel de la conversation, sans interférence notable de l'un sur l'autre ;

— l'existence d'un seul oscillateur par voie, pour le porteur et la signalisation, rend le système particulièrement économique.

Comme la stabilité de fréquence nécessaire n'est que 0,001, l'oscillateur est du type LC. Le glissement de fréquence est assuré par déréglage de l'accord du circuit résonnant par un condensateur mis en parallèle sur le condensateur d'accord du circuit, au moyen d'un commutateur électronique commandé par le fil TRON de signalisation. L'oscillateur comporte également les réseaux nécessaires pour fournir deux porteurs déphasés de $\pi/2$ l'un par rapport à l'autre.

Deux impératifs opposés limitent le glissement de fréquence :

— d'une part, la stabilité propre des circuits des oscillateurs et signaleurs et le coefficient de surtension de ces circuits, qui imposent une valeur minimum au glissement de fréquence ;

— d'autre part, la possibilité physique de réaliser les filtres de voies du système.

En pratique, les valeurs admises croissent avec la fréquence et vont de 300 Hz, pour la voie la plus basse, à 1 300 Hz, pour la voie la plus haute.

Le signaleur comporte un discriminateur de fréquence constitué par deux circuits, respectivement accordés sur les fréquences de travail et de repos, un relais électronique et, enfin, un relais électromécanique dont le rôle essentiel est d'établir une séparation galvanique entre les circuits du système et le circuit de signalisation.

7.5. Description des circuits

La figure 2 représente le schéma synoptique d'une voie. L'équipement d'émission et l'équipement de

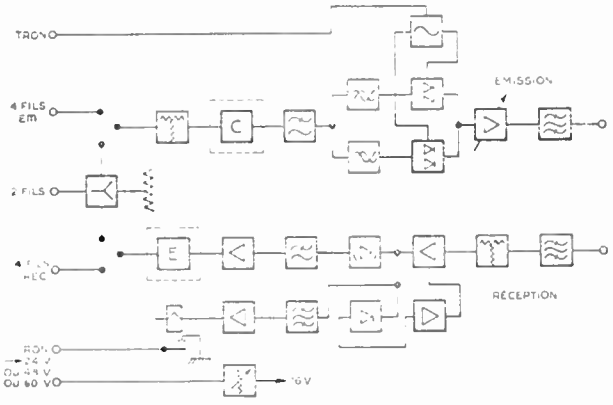


Fig. 2. — Schéma synoptique d'une voie
C : compresseur ; E : extenseur.

réception sont entièrement indépendants et montés dans deux boîtiers séparés, l'un réservé à l'émission, l'autre à la réception. Partant de la ligne Em BF, les signaux parviennent au modulateur d'émission à travers un affaiblisseur. La partie *compresseur* du compresseur-extenseur peut être insérée, à la demande, en ce point. Un filtre passe-bas limite la bande transmise à 3 400 Hz. Le courant porteur dont la fréquence est variable suivant le rang de la voie est fourni, comme on l'a vu, par un oscillateur à transistor du type LC, stabilisé en fréquence et en amplitude. Le signal modulé est, après amplification, émis en ligne à travers un filtre de bande d'émission. Un jeu de filtres passe-haut et passe-bas permet la séparation entre le circuit physique et le circuit à courant porteur. Ces filtres, ainsi que le dispositif d'adaptation et de protection contre les surtensions, ne font pas partie du système proprement dit.

Côté réception, les signaux, en provenance de la ligne et sortant du filtre passe-haut, pénètrent dans la chaîne de réception à travers un filtre de bande. Avant détection, ils sont amplifiés dans un ampli-

ficateur régulateur. Le filtre passe-bas qui suit le détecteur permet d'éliminer les signaux indésirables. Le signal est alors amplifié et renvoyé sur la ligne Rec. BF soit directement, soit à travers la partie *extenseur* du compresseur-extenseur. L'équivalent est ajusté par variation du niveau de sortie de l'amplificateur. Le circuit de régulation automatique utilise la composante continue de détection, pour commander la variation du gain de l'amplificateur de réception.

La signalisation est obtenue de la manière décrite ci-après :

— à l'émission, l'apparition d'une terre sur le fil TRON provoque un glissement de la fréquence de l'oscillateur de porteur, ainsi que de l'ensemble de la bande de fréquences émise en ligne ;

— à la réception, la fréquence porteuse déplacée est recueillie par un amplificateur discriminateur de fréquence, qui actionne le relais de réception d'appel. Ce dernier donne une terre sur le fil spécialisé (fil RON).

8. Qualités générales et caractéristiques techniques du système 7 TR 001.

8.1. Portée

Chaque voie du systéme a été conçue pour compenser, à température constante, un affaiblissement de 30 ± 10 dB, soit un affaiblissement variant de 20 à 40 dB. Cette régulation agit uniquement sur le gain ; il n'y a pas de compensation de pente : dans une gamme de 4 kHz, cette dernière a été jugée superflue. Un jeu de lignes d'affaiblissement fixes a été prévu dans l'unité de réception : il est destiné à remaner l'affaiblissement hors tout à ne varier qu'entre 20 et 40 dB. Leur affaiblissement maximal est suffisant pour permettre de faire fonctionner deux équipements terminaux dos à dos. Lorsque la température varie de 0 à 50 °C la plage de régulation, sans retouche du gain, s'étend de 22 à 38 dB. La portée varie avec :

— la longueur et la nature de la ligne aérienne,

— la longueur et la nature de la ligne d'amorce,

— la nature et la quantité du matériel de ligne rencontrées,

— la fréquence transmise la plus élevée c'est-à-dire le rang de la voie considérée,

— les conditions climatiques propres à la région, c'est-à-dire risque ou absence de givre.

N.-B.—Pour un plan de fréquences à voies groupées la portée des voies 1 et 2 est la même. En l'absence d'amplicateur de groupe, la portée des 6 voies suivantes correspond à celle de de la voie 9 de la présente figure.

A titre d'exemple, on a représenté sur la figure 3 les portées qui peuvent être obtenues avec une ligne de cuivre de 3 mm. Sur un câble d'amorce de 1,3 mm,

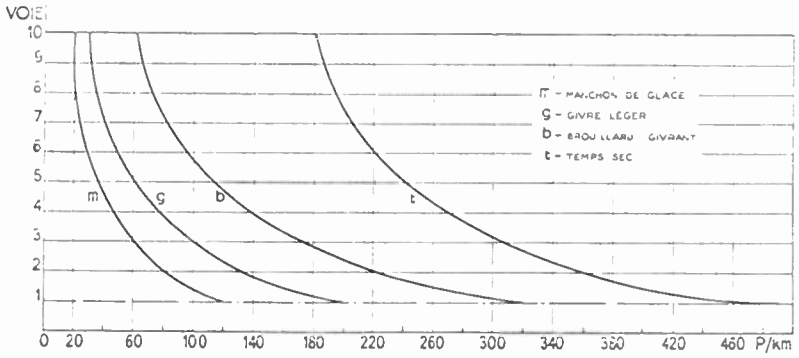


Fig. 3. — Portée *P* d'une ligne de cuivre de 3 mm en fonction du rang de la voie, plan de fréquences à voies entrelacées (cf. fig. 1*a*).

C = 36 nF/km, les portées seront les suivantes, dans le cas d'un plan de fréquences à voies entrelacées :

N° de voie	4	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Portée (km)	36	33	30	24	20	19	16	15,5	14,5	14

La figure 4 représente l'affaiblissement en fonction de la fréquence d'une ligne aérienne de cuivre de 3 mm, ou de bimétal de 3,25 mm.

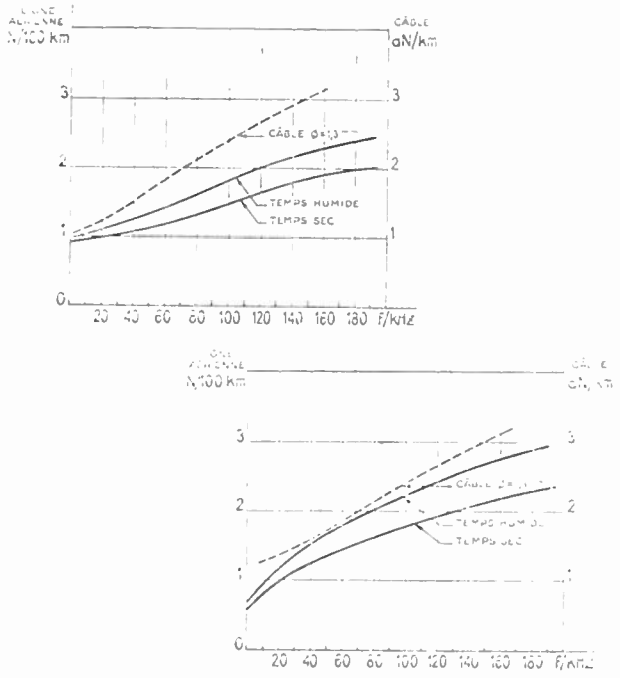


Fig. 4. — Affaiblissement théorique d'une ligne à fil de bimétal de 3,25 mm ; d'une ligne à fil de cuivre de 3 mm.

Dans le cas de lignes givrées, une autre limitation de la portée peut être due à la régulation automatique. La pratique a montré qu'une régulation de ± 8 dB permet de compenser les variations d'affaiblissement de 40 km de ligne à 160 kHz et de 60 km à 88 kHz de n'importe quel type de ligne, dans les conditions de beau temps et de givre moyennes.

En l'absence de givre, le système est exploitable sur une ligne aérienne dont l'affaiblissement est égal au gain du système. Il a donc paru intéressant de développer un amplificateur, à gain fixe, destiné à compenser

l'affaiblissement du câble d'amorce éventuel ou, dans une certaine mesure, l'infériorité du système à voies groupées par rapport au système à voies entrelacées. La figure 5 représente le branchement d'un tel amplificateur.

8.4. Caractéristiques techniques du système 7 TR 001

Les valeurs des principales grandeurs, qui caractérisent techniquement le système 7 TR 001 sont données dans le tableau qui suit :

Désignation de la grandeur caractéristique	Valeur	Désignation de la grandeur caractéristique	Valeur
Bande vocale transmise (Hz)	300-3 400	Tempér. de fonctionnement (0 °C).	0-50
Consommation par voie (W).	≃ 2,5	Humidité relative maximale (%).	95
Fréquences porteuses utilisées.	cf. plans de fig. 1	Courbe d'équivalent-fréquence.	3/5 du gabarit du CCITT (fig. 6)
Impédance d'accès, côté BF (Ω)	600 (symétr.)	Impédance d'accès, côté ligne (Ω)	150 (dissymétrique)
Niveaux BF à l'émission, 2f. et 4f.	0	Niveaux BF à la réception (dB).	2f. : −3 ; 4f. : 0
Niveau d'émission des porteurs en ligne (station terminale) (dB)	+ 10 dB	Niveau nominal de réception du porteur (dB).	−20
Plage de fonctionnement du régulateur automatique à température constante (dB).	± 10 dB	Mode de signalisation. utilisable pour la signalisation automatique ou manuelle	par déplacement de la fréquence porteuse

L'alimentation se fait par batterie de 24 V, de 48 V ou de 60 V, ou à partir du réseau d'énergie, moyennant l'adjonction d'un dispositif d'alimentation.

Les signes des valeurs d'équivalent portées sur la courbe de réponse à certaines fréquences indiquent le sens dans lequel cet équivalent s'écarte de zéro.

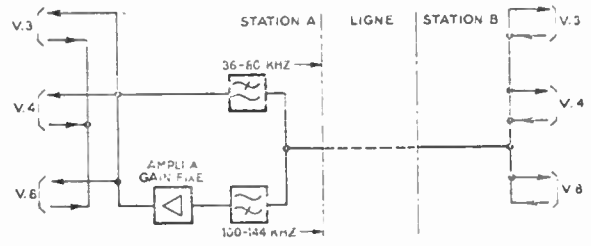


Fig. 5. — Utilisation de l'amplificateur à gain fixe pour la réception des voies 3 à 8 (plan de fréquences à voies groupées).

8.2. Amplificateur de cable a gain fixe

L'utilisation de cet amplificateur nécessite l'emploi d'un jeu de filtres d'aiguillage ; l'ensemble est monté sur une platine séparée ; il est destiné à l'amplification de la bande haute, à la réception, d'un système à voies groupées. Le gain de l'amplificateur est ajustable de 0 à 24 dB par bonds de 1 dB ; le niveau nominal de sortie de chaque porteur est −20 dB et la consommation de l'amplificateur est 9 mA sous 48 V.

8.3. Répéteur a gain fixe

Dans le cas de liaisons dans les pays tropicaux ou dans le cas de liaisons mixtes aérien-câble ou de liaisons en câble, la limitation de portée n'est pas due à la marge de régulation. Aussi il est possible d'augmenter la portée du système en utilisant un répéteur de ligne qui amplifie les deux bandes 36-80 et 100-144 kHz du système groupé.

Le gain de ce répéteur est ajustable de 0 à 25 dB pour chaque sens de transmission. La consommation moyenne de 30 mA permet son alimentation à partir d'une batterie de pile sèches de 20 volts et 130 Ah.

Le niveau de sortie est : +6 dBm

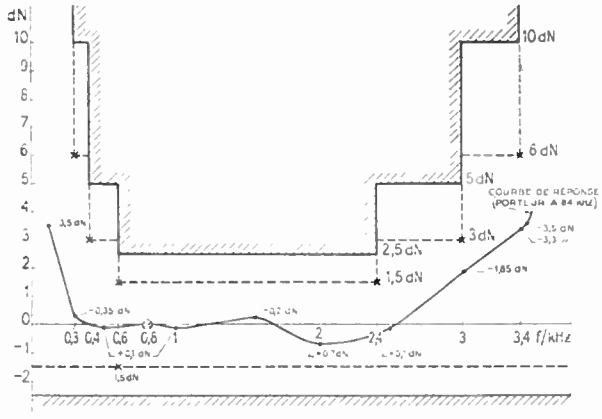


Fig. 6. — Courbe de réponse en équivalent/fréquence avec porteur à 84 kHz comparée aux gabarits C.C.I.T.T. et T.R.T. : gabarit C.C.I.T.T ////// ; gabarit du système 7 TR 001 _ _ _ _.

9. Prélèvement des voies

9.1. Par filtres d'aiguillage

L'intervalle de fréquences laissé entre les voies permet de les prélever en cours de route, par simple filtrage, sans perturber d'une façon appréciable l'impédance de la ligne. Toutefois, la possibilité de prélever n'importe quelle voie séparément conduirait à un ensemble de filtres complexes et nombreux. On s'est limité aux cas de prélèvement simultané des 2, 4, 6 ou 8 voies de fréquences supérieures, en laissant continuer toutes les voies ayant des fréquences inférieures et qui, de ce fait, peuvent couvrir des distances plus grandes.

Ce prélèvement est fait à l'aide d'un ensemble constitué par un filtre passe-haut et un filtre passe-

bas ; le principe n'est, bien entendu, applicable qu'au plan de fréquences à voies entrelacées. Le filtre passe-bas est branché en série avec la ligne au point de prélèvement ; un des accès du filtre passe-haut est branché en dérivation sur la ligne, l'autre accès à l'entrée commune des équipements de voies. L'ensemble constitue un aiguillage analogue à celui qui sépare un système à 3 voies d'un système à 12 voies dans les équipements classiques.

On dispose de quatre filtres d'aiguillage permettant les combinaisons du tableau suivant :

Voies prélevées	9 et 10	7 à 10	5 à 10	3 à 10
Voies en continuité	1 à 8	1 à 6	1 à 4	1 et 2

Le dernier filtre est d'ailleurs identique aux filtres de ligne servant à combiner un système à 3 voies ou un système Marzin à 6 voies avec un système à 12 voies CCITT. Naturellement, l'emploi d'un seul filtre passe-haut ne permet qu'une opération de prélèvement. En combinant deux filtres, on constitue un filtre de transfert qui permet de remplacer les voies prélevées par des voies de mêmes fréquences, injectées au point de prélèvement.

9.2. Par transformateur différentiel et filtres-images

La méthode de prélèvement qui vient d'être décrite n'est pas applicable dans les cas où l'on veut prélever n'importe quelle voie, dans n'importe lequel des deux plans de fréquences, sans perturber l'impédance de la ligne ni apporter d'affaiblissement sur les autres voies. Autrement dit, la méthode de prélèvement par filtres d'aiguillage, si elle est assez économique, manque de souplesse et ne permet pas de satisfaire à tous les cas d'exploitation, ni de tirer du système tous ses avantages. Pour pouvoir soutirer n'importe quelles voies, il faut avoir recours à un dispositif plus élaboré.

Un tel dispositif se compose, par exemple, d'un transformateur différentiel formant un octopole. L'une des paires d'accès est connectée à la ligne EST, l'autre paire à la ligne OUEST. Les impédances dans ces deux directions sont supposées égales. La troisième paire d'accès est connectée à autant de filtres-images qu'il y a de voies à dériver. Ces dernières sont branchées en parallèle sur la quatrième paire d'accès.

Le matériel nécessaire au prélèvement voie par voie est monté sur une platine séparée : le différentiel est contenu dans un boîtier étanche qui s'accroche à la platine ; les filtres-images se montent, un par un, dans un autre boîtier étanche également accroché à la même platine.

Pour chaque voie dérivée, il faut monter deux filtres-images, l'un correspondant aux fréquences d'émission, l'autre aux fréquences de réception. Chaque boîtier peut contenir quatre filtres, c'est-à-dire permet la dérivation de 2 voies. La platine peut supporter, en plus du différentiel, deux boîtiers de filtres-images ; elle permet donc la dérivation de 1 à 4 voies.

La figure 7 représente un exemple d'utilisation de cette méthode de prélèvement et permet d'en illustrer la souplesse.

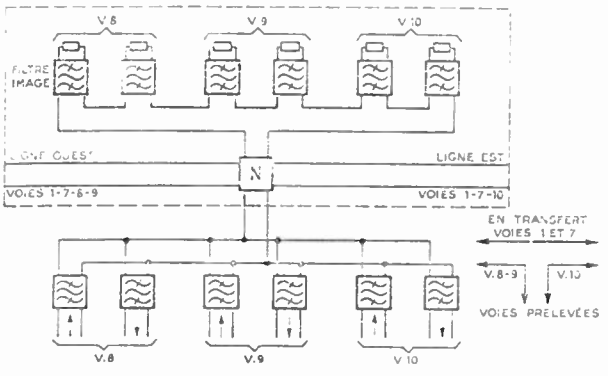


Fig. 7. — Exemple de prélèvement des voies 8 et 9, venant du côté Ouest, et de la voie, venant du côté Est, tandis que les voies 1 et 7 sont transmises de bout en bout.

10. Réalisation mécanique

Chaque voie est constituée par une platine, susceptible d'être montée sur des bâtis conformes à la normalisation américaine, dite de 19 pouces, sur laquelle sont accrochées deux unités étanches, l'une pour

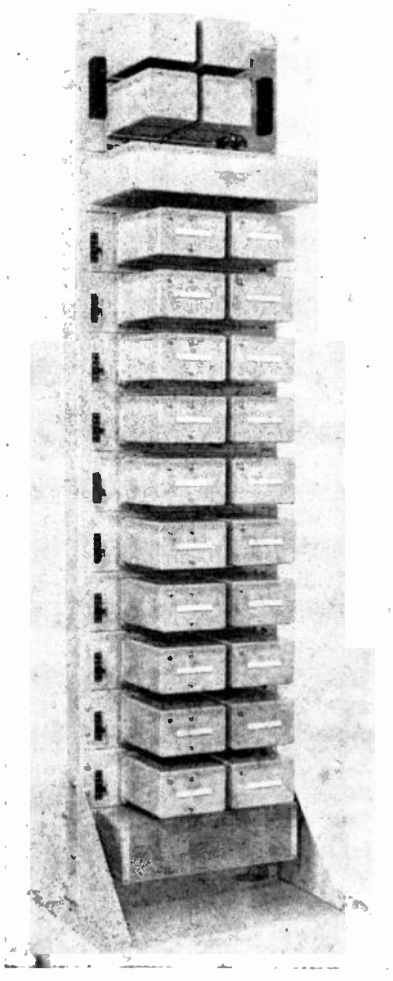


Fig. 8. — Vue d'un bâti de station terminale pour le montage des platines de voie.

l'émission, l'autre pour la réception. Chaque platine câblée comporte ses accès, son fusible de protection, sa lampe d'alarme et ses points de mesure. A chaque station terminale, le nombre voulu de platines de voie est monté sur un bâti quelconque. Une vue d'un tel montage est représentée sur la figure 8.

Chaque unité comporte quatre étriers, sur lesquels sont montés des circuits imprimés, formant chacun un ensemble fonctionnel. Le plus grand nombre

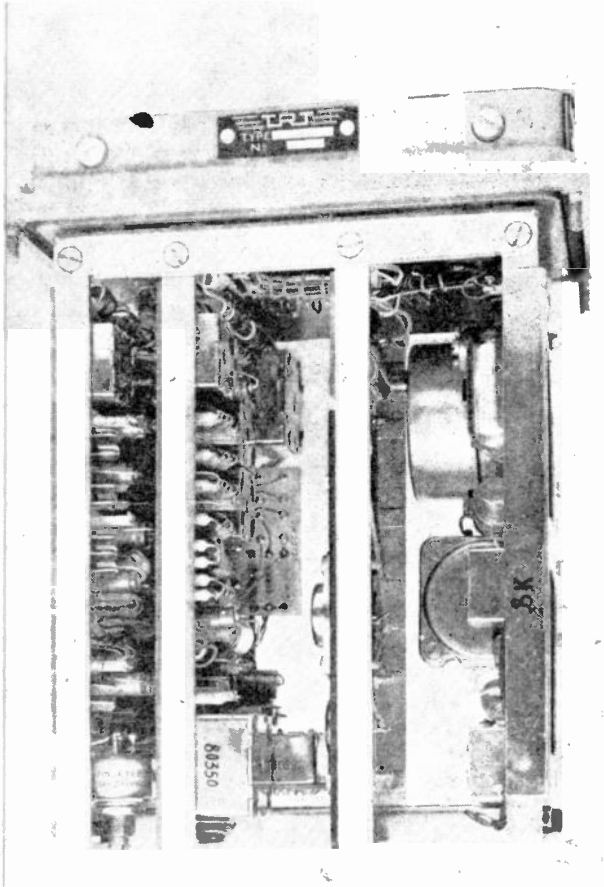


FIG. 9. — Vue d'un boîtier de réception, le capot ayant été retiré

d'ensembles fonctionnels est indépendant du rang de la voie, dans le but de faciliter la maintenance, qu'il est prévu d'assurer par remplacement des circuits imprimés élémentaires défectueux. Ces circuits peuvent pivoter à la façon des pages d'un livre permettant ainsi l'accessibilité de tous les organes, même en cours de fonctionnement.

La figure 9 montre un boîtier, capot retiré, la figure 10, un boîtier déployé.

11. Liaisons réalisées avec le système 7 TR 001

Le système 7 TR 001 est actuellement utilisé dans de nombreux pays, tant en Europe qu'en Afrique, en Asie et Amérique. Nous indiquons, ci-dessous les liaisons réalisées en Finlande et en Afrique :

— FINLANDE : 2 234 terminaux de voies

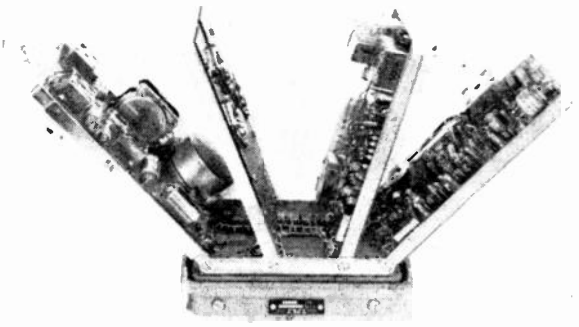


FIG. 10. — Vue d'un boîtier de réception « déployé », montrant ainsi la parfaite accessibilité des circuits.

— PAYS D'AFRIQUE :

- — Afrique du Sud
- — Congo
- — Côte d'Ivoire
- — Dahomey
- — Ethiopie
- — Madagascar
- — Maroc
- — Rhodésie
- — Sénégal
- — Soudan
- — Togo

194 terminaux de voies

Le système 7TR001 est utilisé par l'administration des P et T de France à raison de 3 000 terminaux par an.

12. Conclusion

L'emploi de circuits originaux a permis de réaliser un système économique de haute qualité à voies entièrement indépendantes, dont l'utilisation présente de l'intérêt sur des laisons de portée aussi faible que 7 km de ligne aérienne pour un système à 10 voies. La description des différents modes de prélèvement des voies, ainsi que celle de quelques liaisons existantes, font apprécier la souplesse de ce système, principalement dans un réseau rural. Le système s'adapte aussi bien à un réseau constitué de lignes aériennes, qu'elles soient de moyenne ou faible longueur. De plus, le plan de modulation groupé, permet l'emploi de répéteurs et, par conséquent, une augmentation de la longueur des circuits réalisables.

BIBLIOGRAPHIE

[1] C.C.I.T.T. — Livre Rouge, tome III, avis G311-G351.

[2] MARZIN P., SUEUR R. — Travaux relatifs aux télécommunications, publications D.R.C.T., 1942 (hors commerce).

[3] TARASSOFF A., DUCAMUS J. — Short Haul and Rural Carrier Telephone System Type 7 TR 001 with Ten Stackable Channels, *Philips Telecommunication Review*, vol. 25, n° 1, juil. 1964, pp. 28-42.

[4] GABOR D. — Theory of Communication, *Journal of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 93, Part 3, nov. 1946, pp. 429-457.

[5] DAGUET J. — Emetteurs radioélectriques à bande latérale unique, brevet français n° 1 1003 66 du 1er mars 1954.

[6] TARASSOFF A, DUCAMUS J. RIBEYRE C. — Système à courants porteurs à voies indépendantes, « *Câbles et Transmission* », n° 3 1966.

LA COMMANDE CENTRALISÉE DU MÉTRO DE MONTRÉAL

PAR

M. Ch. MAGNIEN
Ingénieur E.S.E.
à la Compagnie Générale d'Automatisme

1. Introduction

La Ville de Montréal et la Régie Autonome des Transports Parisiens, agissant comme conseil vis-à-vis de la ville, ont confié à la Société canadienne Namur Equipement Limitée et à la Compagnie Générale d'Automatisme l'étude et la réalisation de la commande centralisée du trafic des trois lignes du métro Montréal, la C.G.A. assurant l'engineering de l'ensemble. Quelques chiffres permettent de juger de l'importance des installations : 28 stations échelonnées sur une distance supérieure à 20 kilomètres, 123 éléments de trois voitures pouvant circuler sur les trois lignes, un train étant formé selon les besoins de un, deux ou trois éléments.

La commande centralisée devait mettre à portée immédiate du régulateur de chaque ligne, exploitant responsable, les moyens d'information, de contrôle et de décision les plus rapides possibles.

Ces moyens ont été rassemblés dans un poste de commande centralisée (P.C.C.) qui comporte pour chaque ligne un tableau de contrôle optique (T.C.O.) permettant de suivre à chaque instant la position des trains en circulation, grâce à un dispositif d'identification des numéros de rames. De plus, dans le but d'éviter au régulateur toutes les charges routinières et de le laisser disponible pour parer aux incidents éventuels d'exploitation qui exigent toute son attention et ses qualités de jugement, des machines-programmes électroniques commandent à sa place tous les départs et les manœuvres aux terminus, selon un programme prévu à l'avance pour la journée. Enfin, un réseau de télétransmission permet au régulateur de donner ses ordres et d'en vérifier l'exécution d'une manière sûre et rapide.

2. Les télétransmissions

Les informations à transmettre se décomposent en télécontrôles et en télécommandes. La caractéristique essentielle et particulière de ces télétransmissions est leur sécurité (au sens ferroviaire), c'est-à-dire leur quasi-impossibilité de transmettre des informations erronées.

Cet aspect du problème a souvent conduit à une multiplicité des organes et une complication des schémas ; mais il est très important d'éviter toute erreur, quitte à augmenter le risque d'une panne par manque d'informations. A titre d'exemple, examinons le cas d'une information à transmettre en sécurité : la position du relais de présence de la tension de traction, dit relais TT ; pour la sécurité, les deux positions du relais, normale et complémentaire, sont transmises et constituent deux ordres de télétransmissions distincts ; à la réception, le contrôle n'est utilisé qu'après avoir vérifié la présence d'un de ces ordres et d'un seul ; dans le cas contraire, aucune information n'est donnée et une alarme indique un défaut de télétransmission.

Les informations à transmettre se décomposent :

— en informations ordinaires, nécessitant une seule information,

— en informations de sécurité, nécessitant deux ou plusieurs informations, avec contrôle de la présence d'une et une seule information parmi deux ou parmi plusieurs.

Les informations à transmettre sont réunies dans chaque station et acheminées vers le poste de com-

mande centralisée dit PCC. Il n'y a d'échanges d'informations qu'entre le PCC et chaque station.

Les types d'informations à transmettre sont variés, puisqu'on en compte 25. Certains intéressent la signalisation (comme l'occupation des circuits de voie, le contrôle des feux des signaux de manœuvres), d'autres la position des aiguilles, les installations de courant de traction, (comme le contrôle du relais TT déjà cité), d'autres encore des commandes ou des contrôles annexes (comme la sonorisation des stations, les alarmes des moto-pompes, etc.).

Décrivons la commande d'itinéraires, particulièrement caractéristique.

La commande d'un itinéraire, donnée par le PCC à un terminus, est une opération sécuritaire. Localement, l'ordre reconnu bon est gardé en mémoire dans le poste relais de la signalisation et un contrôle d'enregistrement est donné en retour. Lorsque, localement, les conditions d'exploitation pour l'établissement de l'itinéraire sont remplies, c'est-à-dire lorsque les itinéraires précédents et incompatibles avec celui commandé, auront été libérés, l'itinéraire commandé est établi. Un contrôle d'établissement de l'itinéraire est alors renvoyé par le terminus vers le PCC. Il n'a pas été jugé nécessaire de réaliser ces contrôles sécuritaires ; l'aspect des tableaux de contrôle optique a été jugé suffisant pour détecter une anomalie éventuelle, et ces contrôles ne servent pas à la commande d'autres installations engageant la sécurité.

Pour des considérations, surtout économiques, les télétransmissions sont réalisées conjointement par deux procédés, filaire et électronique.

2.1. Télétransmission filaire

Les télétransmissions entre le PCC et les stations les plus proches sont réalisées en fil à fil. Les distances relativement réduites ont permis l'emploi de cette technique. Des considérations économiques et d'encombrement des câbles dans les caniveaux ont conduit au choix d'une tension d'alimentation assez élevée, soit 100 volts DC : ceci a permis l'emploi de conducteurs jauge 22 dans les câbles avec toute sécurité quant aux chutes de tension en ligne. Le câble est constitué de paires pour la plupart des ordres, et de tierces pour les ordres sécuritaires à un ordre parmi deux, le 3e fil sert de retour commun. Toute l'installation est réalisée avec deux types de relais seulement, suivant les pouvoirs de coupure désirés : 100 VA et 500 VA.

2.2. Télétransmission électronique

Les terminus ayant un très grand nombre d'ordres à transmettre conduiraient à la complication des câbles et à un encombrement prohibitif ; une solution électronique est préférable pour les relations avec les stations les plus éloignées.

Des soucis de simplicité et de fiabilité ont conduit à faire choix d'une technique numérique avec transmission cyclique des informations. Le procédé retenu est un procédé mixte série-parallèle ; un message est formé d'un certain nombre d'impulsions envoyées en parallèle sur autant de fils spécialisés, une partie constitue l'adresse codée spécifique d'une station, l'autre partie constitue le message proprement dit. n fils d'adresse permettent de reconnaître 2^n messages différents codés en code binaire. p autres fils de transfert permettent de donner p ordres pour chaque adresse, un ordre étant donné par fil. Les messages successifs sont envoyés en série, successivement dans le temps. On conçoit que cette technique permet, avec une rapidité suffisante, une excellente fiabilité par rapport à des systèmes entièrement série. En effet, les parties adresses et informations sont physiquement séparées, aucun mélange n'est possible ; d'autre part, le message étant envoyé en parallèle, la synchronisation est automatique et aucune partie de message ne peut se confondre avec un autre message. Les impulsions sont transmises simplement par commutation tout ou rien de la tension 12 volts DC d'alimentation, à l'exclusion de tout modem, mais à niveau suffisamment élevé pour rendre le système insensible à l'action des parasites, en particulier des parasites dus à la traction électrique.

Ces avantages de simplicité se paient évidemment par l'emploi de plusieurs conducteurs dans un câble spécialisé, autant qu'il y a de digits dans un message ; les impulsions continues ne peuvent être transmises sur de grandes distances, mais les distances extrêmes étant faibles dans le cas du métro de Montréal, le procédé y trouve ses avantages techniques et économiques.

3. Le poste de commande centralisée

C'est le cerveau de l'exploitation et le domaine du régulateur. Chaque ligne est traitée séparément, chaque régulateur dispose donc d'un tableau de contrôle optique, d'un tableau d'alarme et deux machines-programmes, une par terminus.

Le régulateur est assis devant un pupitre sur lequel aboutissent les liaisons téléphoniques, et certains boutons de commande. Aux extrémités du pupitre sont encastrés les tableaux de bord des machines-programmes. Le pupitre est situé sensiblement au centre de la portion ovale formée par le tableau de contrôle optique T.C.O. (fig. 1).

3.1. Les tableaux de controle optique TCO

Le principal instrument de travail du régulateur est le tableau de contrôle optique, qui présente en raccourci un aspect visualisé de la ligne avec tous ses circuits et ses appareils de voie. Un certain nombre de commandes manuelles sont prévues sur ce tableau, par exemple des itinéraires simples, d'autres sont répétées sur des pupitres spécialisés, par exemple le pupitre DSO de Départ Sur Ordre, qui permet de commander directement dans chaque station des feux correspondants. En plus de l'aspect signalisation, le tableau dans sa partie inférieure, visualise l'état de l'alimentation traction : la présence de cette alimentation sur les sections du rail traction, la position des disjoncteurs, contacteurs et interrupteurs d'isolement.

3.2. Identification des numéros de rames

Sur le TCO, est prévue une facilité d'exploitation nouvelle et des plus intéressantes dans des installatons de ce type, surtout pour un trafic métropolitain

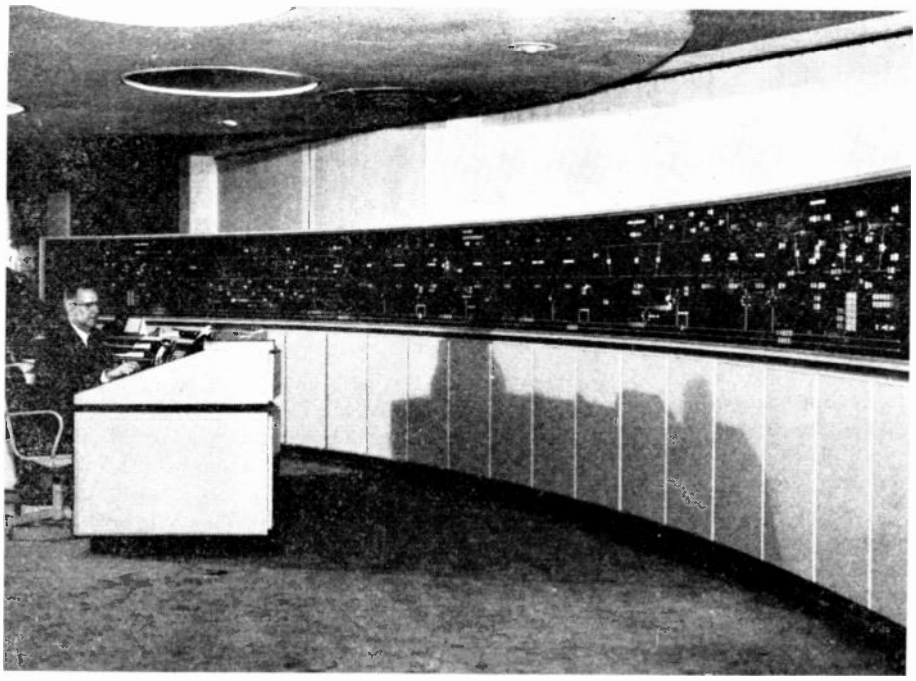


FIG. 1. — Pupitre et tableau de contrôle optique.

où les rames sont prévues pour circuler à des intervalles réduits. En effet, à tout instant, le régulateur peut contrôler où se trouve une rame donnée ; le numéro à deux chiffres correspondant de la rame est visualisé dans une fenêtre sur le TCO situé à l'emplacement du CDV — Circuit de Voie — d'occupation correspondant, et ce numéro se propage de fenêtre en fenêtre comme le fait la rame dans le tunnel, de CDV en CDV (fig. 2).

Le numéro est introduit initialement au terminus par le chef de train qui le compose sur un commutateur. Une indication visuelle l'assure que ce numéro a bien été pris en compte par le PCC.

La propagation de ce numéro se fait grâce à une logique annexe qui a été soigneusement élaborée. Par exemple, ce numéro est orienté sur le TCO suivant les branchements des aiguilles ou des itinéraires commandés en direction et sens. Si un circuit de voie (CDV) est avarié, le numéro n'est pas perdu, il continue sa progression normale après le CDV avarié.

Les cas de couplage et de découplage de trains ont été envisagés : si un train numéroté est couplé à un autre train numéroté, on garde seulement le numéro du train aval ; réciproquement, si un train est découplé, la partie arrière reste « sans numéro ».

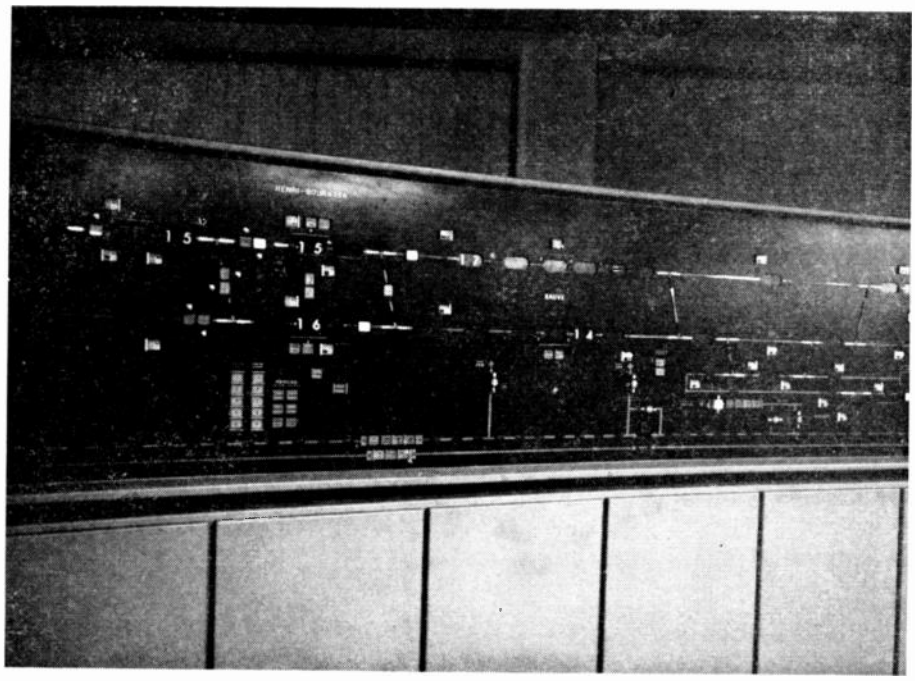


FIG. 2. — Détail du tableau de contrôle optique montrant les circuits de voies et les numéros des rames apparaissant dans des fenêtres ménagées à cet effet.

Le dispositif électronique d'identification des numéros de rame est logé dans le pied du TCO. C'est un dispositif entièrement à transistors et résistances, logique RTL, très sûr d'emploi, étudié et développé par la C.G.A. Chaque chiffre de numéro de visualisateur est gardé en mémoire dans un code C_5^2, choisi à la fois pour sa sécurité et sa facilité de décodage. Après décodage, un transistor commande directement le voyant correspondant du visualisateur. Le visualisateur proprement dit est composé de deux chiffres projetés ; l'occupation du CDV correspondant est matérialisée par la projection d'un cercle rouge dans chaque fenêtre du visualisateur. Des relais élecromagnétiques répètent les relais d'occupation des CDV, signaux itinéraires, nécessaires aux logiques de transfert des numéros. La synchronisation des opérations est améliorée par un générateur central de rythme qui distribue cycliquement des impulsions, dont chacune est spécifique d'une opération logique déterminée : ouverture des portes de transfert, mise à zéro des mémoires, etc. Cette façon de procéder est nécessaire, compte tenu de la logique relativement complexe à réaliser ; elle procure, de plus, l'avantage d'insensibiliser le système aux parasites et aux transitoires de fonctionnement, un état logique n'étant pris en considération que pendant l'impulsion de rythme prévue à cet usage. Tout l'équipement est réalisé sous forme de cartes standards fonctionnelles en circuit imprimé, les semiconducteurs sont au silicium. La fiabilité de cet ensemble, complexe par le grand nombre de circuits, (plus de 20 000 transistors), reste néanmoins très grande.

3.3. Les machines-programmes

L'automatisme est complété par l'emploi de machines-programmes électroniques MP (fig. 3). Une MP est affectée à chaque terminus : c'est un processeur en temps réel, doté de pouvoirs de décision, qui peut effectuer des calculs très simples et dont les caractéristiques technologiques peuvent être résumées en vitesse relativement réduite d'exécution, mais en une très grande fiabilité.

3.3.1. *Entrées*

Les entrées sont doubles :

1°) une bande perforée comporte en code toutes les informations utiles aux trains pour toute une journée. Chaque message élémentaire de cette bande intéresse un train particulier. Les informations requises sont :

— le numéro du train à traiter,

— le circuit de voie de recherche : le train considéré, doit en effet, normalement se présenter à un CDV déterminé,

— la nature de la manœuvre : numéro d'un itinéraire déterminé dans le cas de manœuvre, ou éventuellement un itinéraire de départ.

Dans le cas de commande de départ, les informations suivantes sont ajoutées :

— la marche-type : A, B ou C correspondant à des vitesses commerciales différentes,

— l'heure de départ prévue,

— le point de départ : sur la voie 1 ou la voie 2.

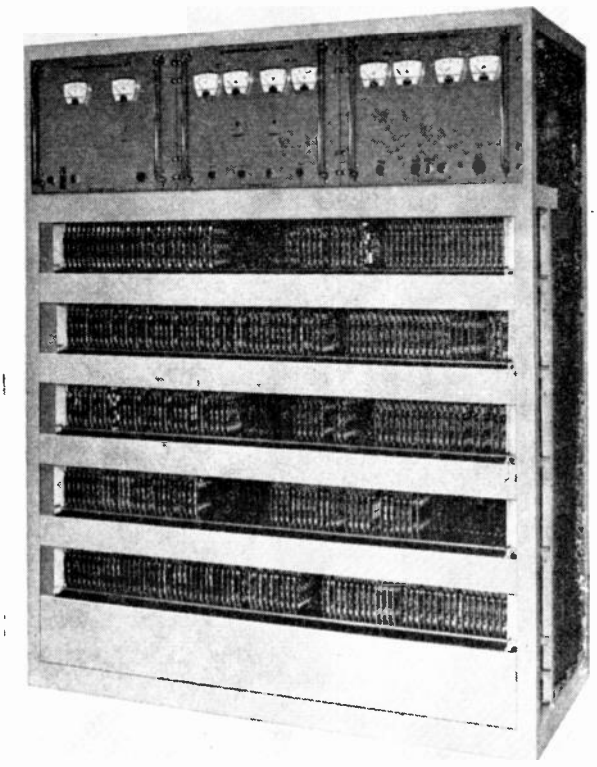


Fig. 3. — Machine-programme électronique.

2°) A ces informations de commande données par la bande, s'ajoutent des informations prises en temps réel, ce sont :

— les numéros des trains présents sur les CDV de recherches : ces indications sont normalement extraites automatiquement du dispositif d'identification des numéros de rames ou fournies par télétransmission par numéroteurs placés près des CDV recherchés.

— l'heure extraite d'une horloge-mère et qui servira à un certain nombre de commandes chronométriques dans le cas des départs seulement.

— les contrôles d'établissement des itinéraires transmis par la commande centralisée.

3.3.2. *Sorties*

Ce sont les commandes que donne la M.P. en passant au besoin par la télétransmission :

— l'itinéraire prévu par la bande, itinéraire de manœuvre ou de départ.

— le blocage du dispositif d'identification sur le CDV où le train a été trouvé. Il est, dès lors, impossible au chef de train de changer le numéro de son train au moyen du numéroteur mis à sa disposition.

— l'allumage d'un indicateur de destination, placé au point d'arrêt « arrivée » du terminus, renseigne le conducteur de la rame sur la manœuvre qu'il doit effectuer.

— l'allumage des tableaux de départ, dans le cas de départ de la rame (fig. 4).

Ces tableaux, placés au terminus sur les quais 1 et 2, donnent : l'heure de départ qui peut être corri-

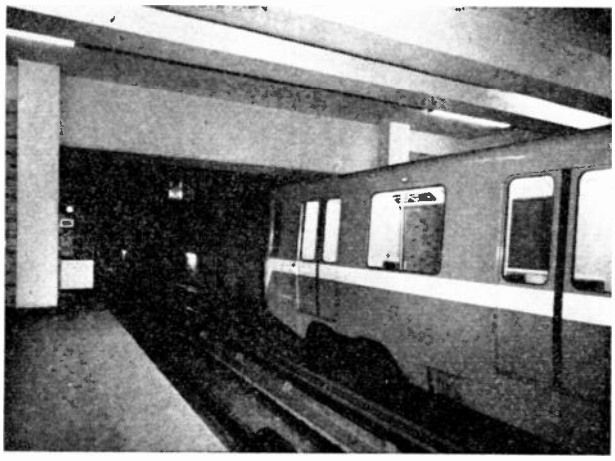


FIG. 4. — Tableau de départ d'une rame dans une station.

gée à partir de l'heure prévue sur la bande, et la marche type. Les installations de commande centralisée orientent automatiquement ces indications sur le bon tableau suivant l'itinéraire de départ enregistré.

— la commande d'extinction des numéros de train sur le TCO, soit individuelle en cas de dégarage, soit générale pour le dernier train de la journée.

Dans le cas des départs, les commandes chronométriques suivantes sont ajoutées :

— commande des indicateurs d'accès : 35 secondes avant l'heure de départ, la M.P. commande par l'intermédiaire de la commande centralisée l'allumage de l'indicateur d'accès qui correspond au point de départ du prochain train à partir en ligne, donné par la bande.

— commandes de la sonnerie de départ et de la fermeture des portillons du terminus : données 20 secondes avant l'heure de départ du train.

— commande du départ : par mise au vert du signal de sortie : donnée 5 secondes avant l'heure. Toutes ces commandes sont orientées convenablement par les installations de signalisation suivant le point de départ prévu.

Dans un but de contrôle, à chaque M.P. est associée une imprimante qui imprime sur une feuille de papier pour chaque départ de train :

— le numéro de bande,
— le numéro réel qui peut différer dans certains cas d'exploitation,
— l'heure de bande ou l'heure manuelle,
— l'heure affichée au départ,
— l'heure réelle de départ du train.

3.3.3. *Fonctionnement*

Pour comprendre le fonctionnement d'une telle machine, il suffit de suivre les opérations séquentielles :

1°) Lecture de la bande :

Dès la libération de la M.P. par une manœuvre précédente, la bande perforée avance et il y a lecture de message, dont les informations sont gardées en mémoire.

2°) Identification du train :

La M.P. attend alors l'identification du train par comparaison entre le numéro prévu sur la bande et le numéro donné par le dispositif d'identification.

3°) Commandes des manœuvres :

Dès lors, la M.P. ordonne toutes les commandes prévues sur la bande.

4°) Fin de séquence :

Lorsque le contrôle d'établissement de l'itinéraire commandé parvient à la M.P., elle efface ses mémoires et le processus recommence avec une nouvelle avance de la bande.

Dans le cas de commande de départ en exploitation normale, il faut attendre l'autorisation de départ qui peut tarder du fait de l'heure du départ ; les informations sont transmises en mémoire dans une partie chronométrique et la bande avance comme précédemment. Ceci permet de traiter immédiatement au terminus un autre train en manœuvre par exemple. De manière analogue, dès le départ du train, la partie chronométrique se vide et devient prête à traiter un nouveau train en départ.

Bien entendu, pour répondre aux exigences de l'exploitation, certaines possibilités d'intervention sont prévues à la disposition du régulateur grâce à un pupitre de commande (fig. 5). Les principales sont résumées ci-dessous :

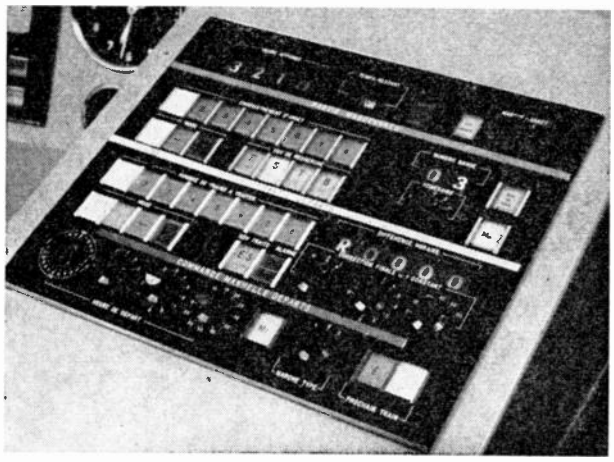


FIG. 5. — Pupitre de commande du régulateur.

1°) Possibilité d'identifier le train par la seule présence sur CDV de recherche sans identifier le numéro.

2°) Possibilité de corriger l'heure prévue sur la bande : pour cela, les opérations mentales demandées au régulateur sont réduites au maximum, il lui suffit d'afficher la correction finale qu'il désire obtenir, par exemple CF = 15 minutes de retard, à réaliser graduellement avec le nombre de trains désiré, par exemple N = 5. La machine calcule automatiquement l'heure corrigée, à partir de l'heure de la bande, des données nouvelles et de l'heure de départ du train précédent. Cette façon de procéder permet une souplesse de commande des départs sans discontinuité dans le temps.

3°) Possibilité de marche à intervalle de temps constant I : dans ce cas, il n'est plus tenu compte de l'heure de la bande ; l'heure de départ est calculée en ajoutant à l'heure corrigée du train précédent l'intervalle I préaffiché.

4°) Commandes manuelles : bien entendu, le pupitre permet de commander tous les paramètres manuellement sans tenir compte de la bande-programme.

Des dispositions sont prises dans l'automatisme pour éviter toute confusion en cas de changements de modes de fonctionnement ou de données. D'autre part, le pupitre indique un certain nombre d'alarmes d'exploitation :

— retard au départ,
— retard à l'identification,
— manque de données.

En cas d'alarme d'exploitation ou d'alarme technique, un voyant M.P. d'alarme s'allume sur le tableau de contrôle optique correspondant.

Cette machine permet donc une triple exploitation :

1°) organiser le trafic entier d'une journée, grâce au programme prévu sur bande,

2°) organiser une circulation automatique et répétitive au terminus, grâce à une logique interne, par exemple tiroir automatique en manœuvre et départ à intervalle constant,

3°) commander en mode manuel la manœuvre et le départ, pour chaque train.

4. Conclusion

Tout en permettant une grande facilité et souplesse d'exploitation, la centralisation maximale des informations et des moyens de contrôle et de commande réalisée par la C.G.A. pour le métropolitain de Montréal, permet d'intervenir efficacement et de prévenir toute perturbation du trafic.

COMMANDE NUMÉRIQUE DIRECTE DE NOMBREUX ORGANES D'ACTION PAR UN CALCULATEUR CENTRAL

PAR

C.-J. VERNHES

Compagnie des Compteurs

1. Introduction

Plusieurs stades caractérisent l'intervention des calculateurs dans la commande centralisée d'un processus industriel.

Ce sont d'abord l'enregistrement de nombreuses grandeurs et leur traitement qui permet, par exemple, de déterminer le modèle mathématique du processus par des procédés statistiques et de corrélation. Lorsque le comportement statique et dynamique du processus est connu, le calculateur peut agir sur la régulation.

L'installation qui est décrite est destinée à la conduite des essais de structure de l'avion CONCORDE. Elle est réalisée au Centre d'Essai Aéronautique de Toulouse.

Cette installation constitue un centre de mesures, de contrôle et de calcul qui doit assurer deux fonctions distinctes :

— d'une part, la conduite de l'essai en temps réel, essai qui permet l'enregistrement, toutes les dix secondes, de 2 000 mesures et ultérieurement de 4 000, la commande et la régulation de 150 voies de chauffage ;

— d'autre part, après l'essai, le dépouillement et l'édition des résultats sous forme facilement exploitable par les bureaux d'études.

Cette installation met en œuvre un calculateur intégré et la commande des organes d'action s'effectue directement en numérique. Par ailleurs, l'essai se faisant sur une cellule d'avion très coûteuse, des moyens importants de contrôle et de sécurité sont prévus.

2. Exposé du problème

Un avion volant à des vitesses supersoniques s'échauffe, se refroidit et simultanément est soumis à un système de forces variables au cours du temps.

2.1. SIMULATION DE L'ÉCHAUFFEMENT

Au cours des essais de structure, la simulation de l'échauffement cinétique est obtenue par chauffage à l'aide d'émetteurs de rayonnement infrarouge, disposés en nappe autour de la cellule en essai (fig. 1).

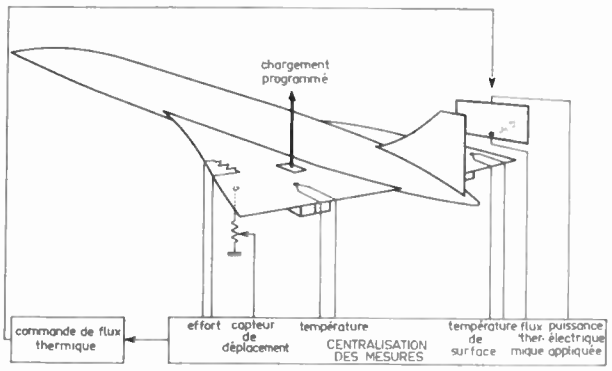


FIG. 1. — Principe de l'essai

On appelle *voie de chauffage* une partie de la nappe formée par un certains nombre d'émetteurs (de l'ordre de 200 à 300, rayonnant chacun 1 kW), ayant pour mission de réaliser un programme de chauffage unique sur une portion définie de la structure. Le découpage en voies de chauffage s'effectue à partir de considérations d'homogénéité de structure et de localisation de zones du revêtement.

Le nombre total des voies de chauffage est de 150, chaque voie de chauffage est asservie et doit suivre un programme, plusieurs voies pouvant d'ailleurs avoir le même programme.

2.2. SIMULATION DU REFROIDISSEMENT

Au cours des essais, il est nécessaire de simuler également le refroidissement de la cellule.

Le refroidissement est obtenu par une circulation d'air refroidi par injection d'azote liquide. La puis-

sance de cette veine d'air n'est pas asservie ; elle doit être telle que le refroidissement soit plus important que nécessaire afin d'en permettre la régulation par réchauffage à l'aide des émetteurs infrarouges.

2.3. Simulation des efforts

Enfin, l'avion en vol est soumis à un système de forces variables qui doivent être simulées au cours des essais.

Les efforts mécaniques sont appliqués à la cellule à l'aide de vérins hydrauliques de 100 000 à 500 000 N, commandés par servo-valves.

On appelle *voie de chargement*, l'ensemble formé par un vérin et sa servo-valve. La commande des voies de chargement s'effectue en boucle ouverte, chacune des voies assurant sa propre régulation.

2.4. Mesures effectuées au cours de l'essai

Les mesures effectuées sont au nombre de 2 000. Elles sont scrutées toutes les dix secondes et enregistrées sur bandes magnétiques en vue de leur dépouillement ultérieur. Certaines de ces mesures sont scrutées plus souvent, toutes les deux secondes, et servent soit à l'asservissement des voies de chauffage à raison de trois mesures par voie de chauffage, soit au contrôle du bon déroulement de l'essai, ces dernières mesures étant éditées en cours d'essai sur une imprimante rapide.

Les 9/10 des mesures faites sont des mesures de température ou de flux thermique. Elles sont prélevées à niveau faible, 10 ou 20 mV.

3. Description de l'installation

L'organisation générale de l'installation est indiquée sur la figure 2.

3.1. Acquisition des mesures

Les entrées de mesures sont réparties sur un certain nombre d'unités de commutation dont l'organisation a été choisie de manière à respecter les cadences d'exploration désirées tout en permettant les contrôles de sécurité sur chacune des voies de mesures.

Les entrées de mesures sont réparties sur 8 unités de commutation indépendantes possédant chacune 256 relais d'entrée à deux contacts. Chaque unité de commutation est associée à un amplificateur différentiel, quelle que soit l'amplitude du signal de mesure, de manière à profiter des possibilités de réjection de la tension parallèle, propres aux amplificateurs utilisés. Par ailleurs, chacune des entrées est filtrée énergiquement.

Dans chacune de ces unités de commutation, deux voies sont utilisées pour introduire deux tensions étalons qui permettent toutes les 2 secondes de chiffrer une variation éventuelle du gain ou une dérive de zéro de l'amplificateur associé.

On trouve ensuite un sélecteur statique très rapide possédant neuf entrées unifilaires à niveau maximal 10 V. Huit de ces entrées sont reliées aux sorties des huit amplificateurs : la 9e est une voie de contrôle pour le convertisseur analogique numérique et est reliée à une pile étalon.

Le convertisseur analogique numérique est unique pour l'ensemble des mesures. Il convertit en valeur numérique le signal analogique qu'il reçoit et délivre en numération binaire l'équivalent de trois chiffres décimaux, soit dix moments binaires et un signe.

Ainsi numérisées, les différentes mesures entrent dans l'unité centrale.

3.2. Sortie des informations

A la sortie de l'unité centrale, on trouve :

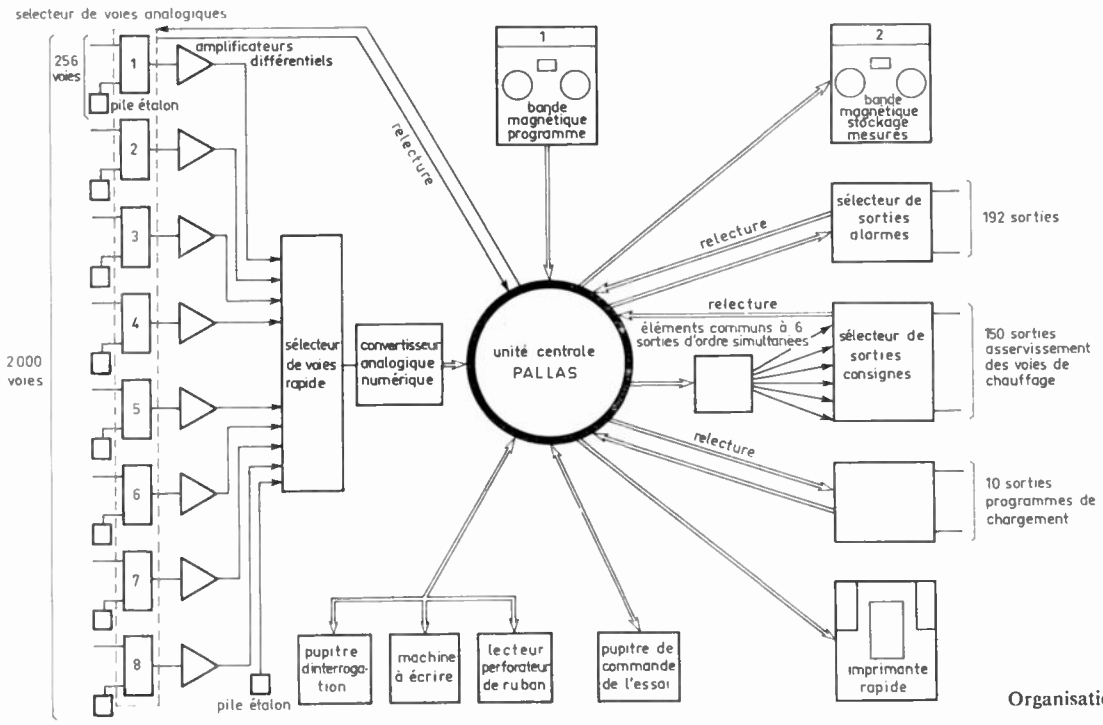


FIG. 2.
Organisation générale

— d'abord un sélecteur de sortie des 150 ordres à donner aux organes de commande des voies de chauffage ;

— un sélecteur de sortie des consignes de chargement qui sont des tensions analogiques ;

— un sélecteur de sortie indépendant, à 192 relais adressables individuellement de façon aléatoire, et qui est utilisé en cas d'alarme pour la commande ou la coupure d'une ou plusieurs voies de chauffage ou l'excitation d'électrovalves ou la signalisation.

3.3. Stockage des mesures

Une unité de bande magnétique reçoit les mesures à stocker en cours d'essai. Sur cette bande, un bloc de 750 mesures est édité toutes les 4 secondes avec l'heure et un numéro repère de groupe.

Toutes les 10 secondes un bloc supplémentaire des 500 mesures d'asservissement et de contrôle est également édité.

La bande magnétique utilisée permet l'enregistrement continu des mesures pendant une durée d'essai de plus de 5 heures.

3.4. Programme de l'essai

Une unité de bande magnétique de même nature comporte les données du programme de l'essai. Elle contient, préparé à l'avance par le calculateur, une succession de blocs de 470 valeurs représentant, pour chaque période de deux secondes, les paramètres des 150 chaînes d'asservissement et le programme de chargement.

Un bloc de la bande est lu toutes les deux secondes.

Ceci permet de réduire la capacité de mémoire du calculateur et de simplifier les travaux de recherches, combinaisons et affectations des données en cours d'essai.

Au début de la même bande magnétique, sont enregistrés tous les programmes mis en œuvre dans le calculateur pendant l'essai, ce qui permet de charger très rapidement la machine des informations nécessaires.

3.5. Impression des résultats

En cours d'essai, une imprimante rapide à 120 colonnes fonctionnant à la vitesse de 300 lignes par minute, sert à imprimer, après traitement, les 30 valeurs de contrôle toutes les dix secondes ; après l'essai, elle imprime les résultats de dépouillement (fig. 3).

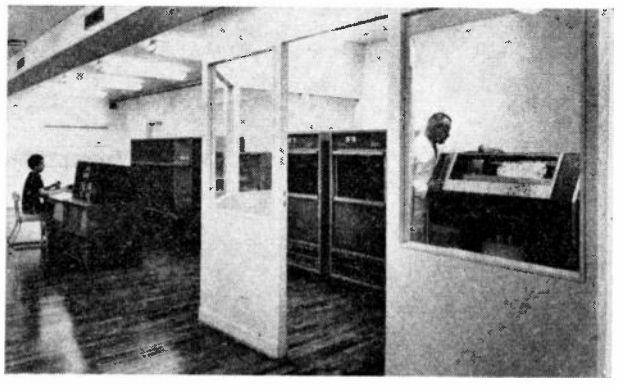


Fig. 3.

3.6. Eléments périphériques divers

On trouve enfin, autour de l'unité centrale (fig. 4) :

— un pupitre comportant un clavier numérique avec visualisateurs et servant à la mise au point des programmes ;

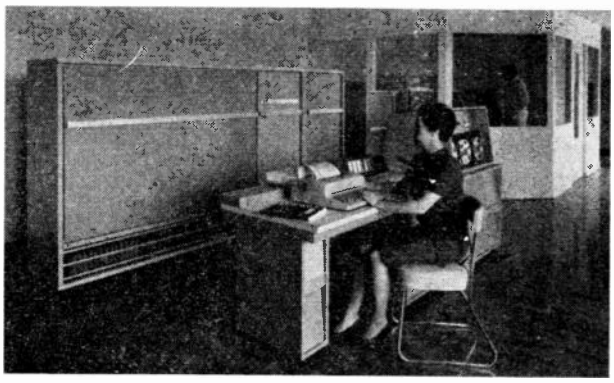


Fig. 4.

— une machine à écrire servant, en cours d'essai, à imprimer des indications diverses tels que l'heure, les défauts constatés ;

— un lecteur de ruban perforé utilisé pour l'introduction des programmes et des données ;

— un perforateur de ruban ;

— un pupitre général de commande de l'essai où sont réunies les différentes actions et signalisations à la disposition du conducteur de l'essai.

3.7. Unité centrale

L'unité centrale est un calculateur Pallas de la Seti possédant une capacité de mémoire de 16 000 caractères de 7 chiffres binaires.

Les signaux de mesure sont traités en syllabes de 14 chiffres binaires.

Les instructions sont systématiquement à adressage symbolique.

Pallas est prévu pour travailler en multiprogrammation, grâce à ses procédures interruption et mise en pile automatique des informations. Cette possibilité est intéressante dans les problèmes mettant en œuvre des programmes complexes tels que ceux utilisés ici. Un programme complexe est divisé en sous-programmes qui sont préparés ou modifiés indépendamment les uns des autres et qui sont exploités ensuite dans la machine à l'aide d'un programme de distribution.

Les échanges d'informations entre l'unité centrale et les organes extérieurs sont réalisés par l'intermédiaire de deux canaux comportant des tampons à trois caractères. Ils sont effectués en suspension de programme, ce qui n'interfère pas avec l'instruction en cours d'exécution si ce n'est en y introduisant un retard de quelques microsecondes.

Le premier canal est affecté :

— à la chaîne d'acquisition des mesures et de sortie des ordres et des alarmes ;

— au pupitre de commande de l'essai.

Le second canal est affecté :
— aux deux unités de bande magnétique ;
— à l'imprimante rapide ;
— au meuble pupitre avec la machine à écrire ;
— au lecteur et perforateur de bande ;
— au pupitre général de commande.

4. Asservissement des voies de chauffage

Les émetteurs infrarouges d'une même voie de chauffage sont divisés en trois groupes, branchés en parallèle et alimentés, en étoile, par un transformateur triphasé.

Un équipement à thyristors permet la commande du flux thermique par modulation de durée à tension constante.

Cette modulation de durée est obtenue par émission d'un nombre entier d'alternances du réseau, à raison de trois émissions toutes les deux secondes, ce qui permet d'éviter le clignotement du flux, compte-tenu de la rémanence des émetteurs. Cette disposition a été adoptée pour réduire le spectre résultant de la commande par thyristor, afin de ne pas perturber le fonctionnement du calculateur.

Pour la commande de cet équipement, nous avions le choix entre une boucle locale d'asservissement jouant le rôle de « positionneur », le calculateur délivrant alors la valeur entière de la tension à maintenir aux bornes des tubes infrarouges (fig. 5), ou bien une commande directe correspondant à un déplacement très limité de l'organe de puissance (fig. 6).

C'est finalement une commande de nature incrémentale qui a été retenue. L'ordre de déplacement est émis par le calculateur à une fréquence variable, dépendant, d'une part, de la vitesse de variation programmée et d'autre part, de la précision avec laquelle on désire réaliser l'asservissement. Et ceci pour des raisons de fiabilité, de sécurité et de précision dans le fonctionnement.

— Fiabilité ; il faut en effet réaliser l'asservissement de 150 boucles indépendantes et, par conséquent, il

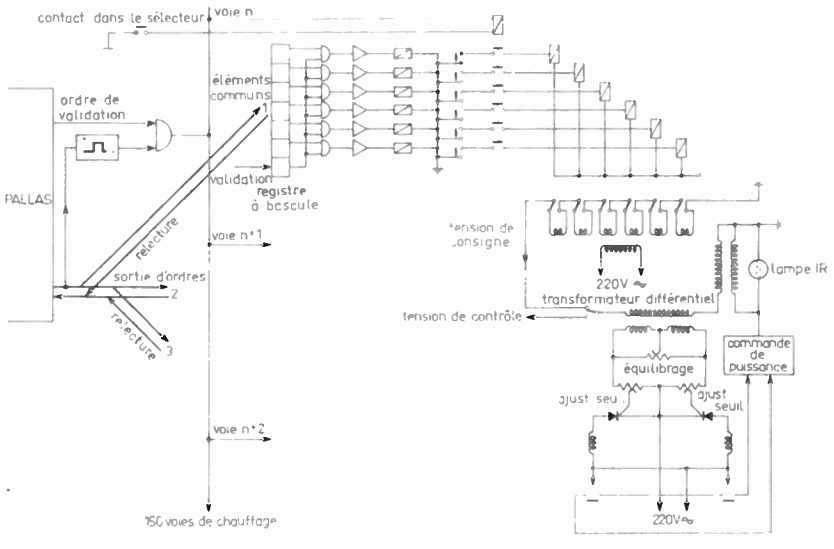


FIG. 5. — Asservissement des voies de chauffage. Commande par positionneur.

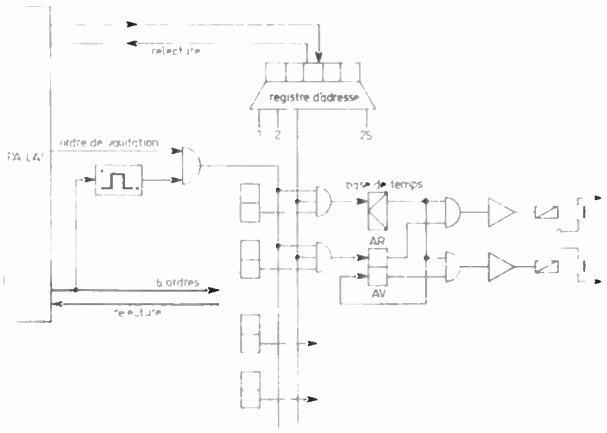


FIG. 6. — Asservissement des voies de chauffage. Commande incrémentale.

est intéressant de réduire le plus possible la quantité de matériel utilisé, ce qui permet d'augmenter la fiabilité.

— Sécurité ; dans la solution retenue, un ordre émis correspond à un déplacement très limité de l'organe de puissance. On élimine, par conséquent, l'influence d'une erreur accidentelle du calculateur qui pourrait, dans le cas du dispositif à « positionneur », se traduire par l'affichage de la valeur de tension maximale, d'où une surchauffe accidentelle pouvant détruire la cellule en essai.

— Précision ; les possibilités du calculateur sont utilisées au mieux pour améliorer les performances de l'asservissement. En fonction de la valeur de l'écart mesure-consigne, on peut doser l'action à effectuer pour provoquer l'annulation plus rapide de cet écart tout en éliminant les rebondissements.

Pour apprécier le gain de performance obtenu, il a été nécessaire de faire des essais au calculateur analogique.

Le programme de flux thermique à réaliser est obtenu à un instant donné par combinaison de certains paramètres qui sont :

H_x : coefficient d'échange thermique,

T_{ap} : température athermane,

T_{sx} : température locale de la structure.

On a : $\phi_{px} = H_x(T_{ax} - T_{sx})$ qui représente le flux thermique de consigne.

Le flux ϕ_{mx} mesuré au fluxmètre devant les émetteurs infrarouges, est comparé à cette valeur de consigne dans le régulateur et l'ordre résultant est appliqué à l'organe de puissance qui réchauffe la structure.

La fonction régulation est assurée dans le calculateur qui émet des ordres de variation en tenant compte du temps de réponse :

— des émetteurs infrarouges, lequel varie avec la tension qui leur est appliquée (fig. 7),

— du fluxmètre,

— de la structure.

On réalise deux types d'asservissement suivant la nature de l'essai :

— l'un est un asservissement du flux émis par les émetteurs,

— l'autre est un asservissement de la température de la structure en essai, dans le but de suivre un programme d'évolution enregistré.

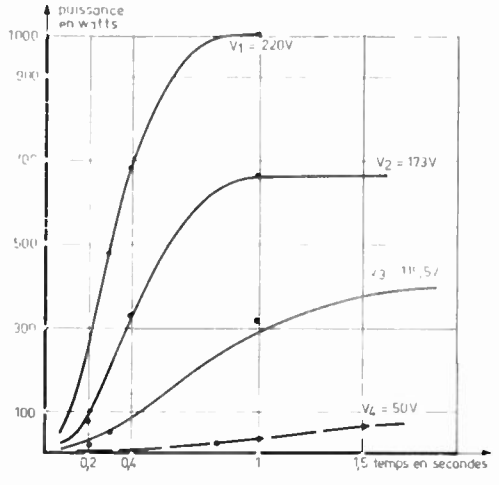


FIG. 7. — Puissance rayonnée en fonction du temps. Comparaison des valeurs calculées avec les courbes expérimentales.

Dans l'un et l'autre cas, le réseau correcteur introduit par le calculateur pour assurer la stabilisation des boucles, met en œuvre une fonction de la dérivée de la mesure (flux ou température).

Et, plutôt que de déterminer la valeur instantanée exacte de cette dérivée, qui est une opération délicate lorsque l'on procède par échantillonnage, nous l'avons introduite par une approximation que nous avons pu faire grâce à une bonne connaissance du procédé.

Dans les deux types d'asservissement, les incréments sont élaborés en tenant compte de l'écart existant entre la valeur réelle du flux et la valeur du point de consigne futur qui doit être atteint au bout de la période d'échantillonnage suivante.

4.1. ASSERVISSEMENT EN FLUX (fig. 8)

A un instant donné, une mesure de flux ϕ_{mx} est effectuée. Cette mesure est stabilisée si l'organe de puissance n'a pas été sollicité au cours des deux secondes précédentes.

Dans le cas contraire, elle est en cours d'évolution à cause des constantes de temps diverses. Dans ce cas, pour tenir compte de la constante de temps de ces émetteurs, dont la variation est, en première approximation, hyperbolique par rapport à la tension appliquée, elle est corrigée d'une valeur qui dépend du nombre d'incréments de déplacement (une, deux ou quatre incréments, en avant ou en arrière) et de la valeur de la tension existant aux bornes des émetteurs.

Le flux programmé ϕ_{px} est comparé au flux ϕ corrigé.

Suivant l'écart existant entre ces deux valeurs, l'organe d'action est commandé de façon à ce que l'égalité soit réalisée au mieux deux secondes plus tard.

Après détermination de l'ordre à envoyer, le programme met en mémoire le nombre d'impulsions nécessaires, le sens du déplacement correspondant et l'instant de leur apparition. Puis il prend en charge le calcul correspondant à la voie suivante (fig. 9 et 10).

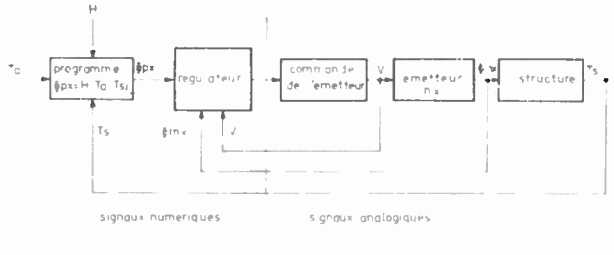


FIG. 8. — Principe de la régulation des voies de chauffage

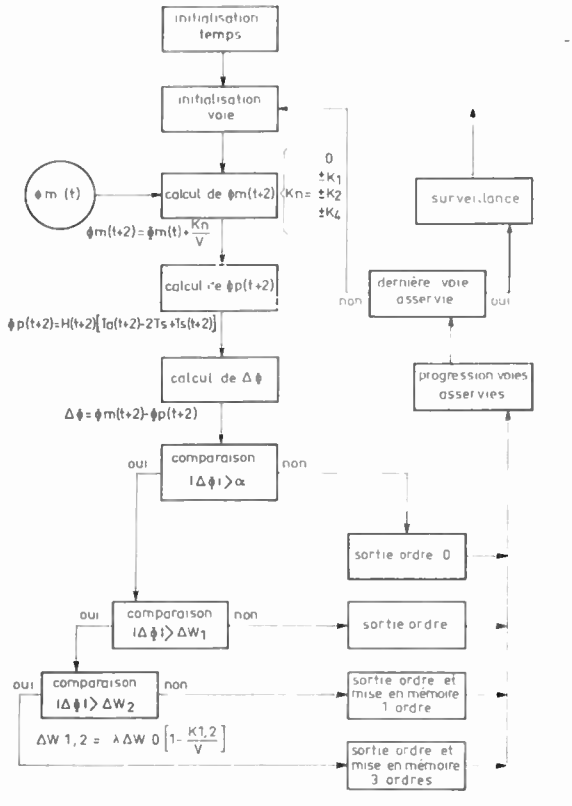


FIG. 9. — Asservissement des voies de chauffage. Elaboration des ordres.

Un sous-programme vient explorer, toutes les 500 millisecondes, les mémoires affectées à ces ordres et commande l'émission éventuelle d'une impulsion vers l'organe de puissance correspondant.

4.2. ASSERVISSEMENT EN TEMPÉRATURE

En fonction de l'écart actuel entre les températures

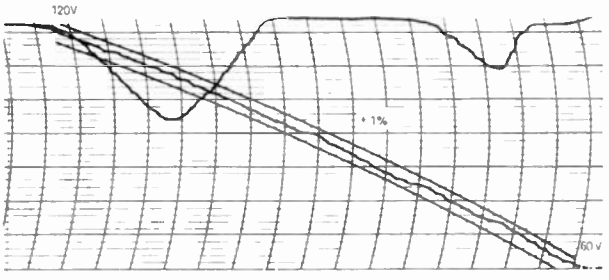


FIG. 10. — Résultat d'asservissement au calculateur numérique

mesurées et du programme $\Delta\theta(t)$ l'écart à rattraper se met sous la forme :

$$\Delta\theta(t+\Delta t) = \Delta\theta(t) + \Delta t\,[\theta'_p(t) - \theta'_m(t)]$$

étant les vitesses de variation du programme et de la mesure.

Il est possible alors, en tenant compte du fait que la structure se comporte approximativement comme un système du premier ordre, de remplacer $\theta'_m(t)$ par la relation :

$$\theta'_m(t) = \frac{n\theta'_1\Delta t}{T}$$

dans laquelle :

θ'_1 est la dérivée initiale de l'évolution de la mesure relevée au cours d'un essai préalable (sur un enregistrement graphique par exemple, ou au moyen du calculateur sans asservissement par interpolation d'un certain nombre de points de mesure),

n est la somme algébrique des incréments depuis le début de l'essai,

Δt est la période d'échantillonnage,

T est la constante de temps estimée de la boucle.

Le C.E.A.T. a montré la validité de ce procédé par expérimentation sur calculateur PB 250. On observe une très bonne stabilisation de la valeur asservie au bout de quelques secondes (3 ou 4 périodes d'échantillonnage) dans la période initiale d'un palier après une montée rapide en température.

5. Contrôle et sécurité

La fiabilité de l'installation est un caractère essentiel pour mener à bien un essai qui met en œuvre une telle quantité de matériel et une cellule d'avion très coûteuse.

Elle est assurée, en premier lieu, par un choix judicieux des composants, ensuite, par des moyens de contrôle puissants et rapides permettant :

— avant l'essai, la vérification la plus complète possible de l'installation,

— pendant l'essai, la signalisation de la défaillance d'un élément.

5.1. Caractéristiques générales

Le calculateur Pallas et les armoires constituant les éléments périphériques sont réalisés dans la même technologie de circuits imprimés. Ces circuits sont rassemblés dans des paniers de 25 circuits.

Les paniers équipant les armoires périphériques sont montés sur la face avant des armoires, dans des cadres pivotants, de telle façon que l'on puisse accéder par l'avant, aussi bien aux circuits, qu'au câblage du panier. Cette disposition permet un contrôle facile et le remplacement très rapide d'une pièce défaillante.

5.2. Controles avant l'essai

Avant l'essai, le calculateur contrôle :

— le bon fonctionnement de chaque instruction du code par un programme de diagnostic,

— le bon fonctionnement des organes périphériques qui lui sont connectés, par une série de tests.

En particulier, le lecteur-perforateur de ruban et les unités de bandes magnétiques sont contrôlés par édition de plusieurs blocs de données aléatoires, puis par relecture de ces blocs et comparaison caractère par caractère avec les données conservées en mémoire.

La machine à écrire et l'imprimante rapide sont contrôlées par édition de tests choisis pour leur efficacité de contrôle.

Les autres éléments de l'installation sont vérifiés à l'aide des programmes de l'essai.

Enfin, un essai complet à blanc est effectué à l'aide du programme enregistré sur la bande magnétique mais sans brancher la tension sur les tubes infrarouges.

5.3. Controles pendant l'essai

Pendant l'essai, les contrôles suivants sont effectués :

— Contrôle du calculateur :

Le programme de diagnostic est déclenché toutes les deux secondes sur ordre du programme de distribution, pendant l'un des cycles de 20 ms où aucun calcul n'est à faire.

Le défaut éventuel est signalé sur machine à écrire.

— Contrôle du déroulement du programme :

Des signaux de contrôle sont émis périodiquement et permettent de vérifier que le programme se déroule normalement et n'est pas bloqué.

Les signaux de période 20 ms attaquent un circuit intégrateur de contrôle qui maintient allumé un voyant lumineux. Si la cadence des signaux se ralentit ou est interrompue, le voyant s'éteint et un avertisseur sonore est actionné.

Par ailleurs, les signaux de période 2 et 10 secondes allument des voyants lumineux qui clignotent à la même cadence.

— Contrôle des bandes magnétiques :

Un contrôle de parité est effectué sur chaque caractère pendant la lecture et pendant l'écriture par relecture simultanée. Une erreur pendant la lecture empêche l'exploitation de ce bloc, le bloc lu précédemment est exploité à nouveau à sa place. Une erreur pendant l'écriture d'un bloc est gardée en mémoire afin d'interdire l'exploitation de ce bloc lors du dépouillement. Dans tous les cas, le défaut est signalé sur la machine à écrire.

— Contrôle de l'imprimante rapide :

Des circuits de contrôle sont prévus dans l'imprimante rapide. Ils produisent, en cas d'incident, deux signaux distincts lus systématiquement par le calculateur.

Le premier signal indique un défaut électromécanique (manque de tension, défaut du moteur, etc.) qui nécessite l'intervention d'un électromécanicien.

Le deuxième signal indique une fausse manœuvre ou un incident réparable par l'opérateur (manque de papier, papier déchiré, etc.).

Ces défauts sont signalés sur la machine à écrire.

— Contrôle de la chaîne d'acquisition des mesures :

Les sélecteurs de voies ne peuvent, en aucun cas, réunir deux voies quelconques, ce qui pourrait se produire si des relais restaient accidentellement fermés. De la même façon, la commande ne peut s'effectuer que sur un seul relais par sélecteur de voies.

Les amplificateurs de mesure sont protégés des surtensions provenant d'un mauvais branchement, par exemple, si la tension sur la voie intéressée est trop élevée, l'amplificateur n'est pas branché sur cette voie.

La mesure est interdite sur l'amplificateur qui est en saturation.

La dérive des amplificateurs est contrôlée par mesure sur la voie en court-circuit de chaque sélecteur et comparée à deux seuils voisins de zéro.

Le gain des amplificateurs est contrôlé par mesure, sur la voie de référence de chaque sélecteur, de la tension fournie par une pile étalon.

Enfin, l'adressage des sélecteurs de voies est contrôlé par relecture de l'adresse commandée.

— Contrôle des sorties

Les adresses et les ordres émis vers les voies de chauffage, les voies de chargement et les voies en alarme sont conservées provisoirement dans des registres et ne seront exploités définitivement par validation issue du calculateur, qu'après relecture et comparaison, dans l'unité centrale, avec les valeurs correspondantes conservées en mémoire.

6. Conclusion

Il a été possible d'effectuer, du fait de la nature de cette installation, une commande incrémentale directe des organes d'action, directement définie depuis le calculateur, et comme nous l'avons vu, pour des raisons de sécurité, de fiabilité et de précision dans la régulation.

Cela n'est pas le cas général des installations industrielles qui nécessitent souvent la conservation, en quelques points de l'installation, de boucles d'asservissement analogiques locales.

Dans de telles installations, le point de consigne des régulateurs locaux pourra cependant, pour des raisons de sécurité, être déplacé par variation incrémentale en utilisant, par exemple, un moteur du type pas à pas.

Quel que soit le type de commande, il sera nécessaire d'assurer la surveillance et la sécurité de l'installation par des moyens puissants et rapides. Ces moyens permettront de contrôler l'unité centrale de traitement et le bon déroulement des programmes dans cette unité centrale, les éléments périphériques et les échanges d'informations, notamment la validité des adresses, des ordres et des mesures effectués.

CONTROLE-COMMANDE DU RÉACTEUR ESSOR DU C.E.N. D'ISPRA

PAR

C. Di GIACOMO

Ingénieur au Groupement Atomique Alsacienne Atlantique (GAAA)

1. Introduction

Le réacteur ESSOR est un réacteur expérimental, devant permettre de mener à bien les essais spécifiques de la filière ORGEL, étudié et construit pour le compte de l'EURATOM dans le centre d'études nucléaires d'ISPRA (Italie).

Toutes les études de l'avant-projet et du projet ont été menées conjointement par le GROUPEMENT ATOMIQUE ALSACIENNE ATLANTIQUE (France) et la Société INTERATOM (Allemagne), le GROUPEMENT ATOMIQUE ALSACIENNE ATLANTIQUE ayant le rôle de chef de file.

Le réacteur a été construit par plusieurs constructeurs Européens sous la direction d'un Architecte Industriel constitué du GROUPEMENT ATOMIQUE ALSACIENNE ATLANTIQUE (France), de la Société INTERATOM (Allemagne) et de la Société MONTECATINI (Italie), le GROUPEMENT ATOMIQUE ALSACIENNE ATLANTIQUE ayant aussi le rôle de Chef de file.

La première criticalité du réacteur a été atteinte le 19 mars 1967.

2. Description sommaire

Le réacteur est destiné principalement aux essais des éléments constitutifs des réacteurs de la filière ORGEL. Le modérateur est constitué par de l'eau lourde contenue dans une cuve, un circuit de refroidissement indépendant permet d'évacuer la puissance dégagée dans le modérateur. Une couronne dite « zone nourricière », constituée par des éléments combustibles en uranium très enrichi, refroidie à l'eau lourde par un circuit indépendant légèrement pressurisé, constitue la source principale de neutrons.

Au centre de cette couronne, douze canaux expérimentaux équipés de tube de force permettent de constituer cinq boucles expérimentales entièrement indépendantes, soit quatre boucles simples ne comportant qu'un seul canal et une boucle multiple comportant huit canaux en parallèle.

A l'extérieur de la couronne nourricière sont disposées les barres de contrôle, dont quatre barres de sécurité, dix barres de compensation et deux barres de réglage.

Trois boucles expérimentales (deux boucles simples et la boucle multiple) sont actuellement prévues pour être refroidies par des liquides organiques et serviront aux essais des éléments ORGEL (éléments combustibles et tubes canaux).

Le bloc pile, les circuits d'eau lourde et les circuits de refroidissement et de purification des boucles sont contenus dans une enceinte étanche. La chaleur dégagée dans le modérateur et la zone nourricière est évacuée par un circuit secondaire d'eau légère et un réfrigérant atmosphérique. La chaleur dégagée dans les canaux expérimentaux est évacuée par un circuit secondaire de liquide organique — un par boucle — et un aéroréfrigérant.

Autour de l'enceinte étanche sont groupés le bâtiment de commande, les ateliers de préparations des éléments combustibles neufs, les laboratoires chauds pour les éléments combustibles irradiés et les tubes de force, le bâtiment des diésels de secours.

Le bâtiment de commande est à deux niveaux. Le niveau supérieur contient la salle de commande principale et la salle de traitement d'information. Le niveau inférieur est divisé en deux parties, une salle de répartition et de relayage au-dessous de la salle de commande et contenant l'ensemble des circuits de commande principaux, et une salle électrique comportant tout l'appareillage de coupure courant fort.

3. Principes généraux

Le problème du contrôle et de la commande d'un réacteur expérimental du type ESSOR est délicat, car les conditions d'exploitation conduisent à des impératifs de fonctionnement difficiles à concilier. Il a donc été nécessaire de faire un compromis entre ces différents impératifs, en particulier il fallait assurer la sécurité du réacteur en conservant la souplesse d'exploitation indispensable aux expérimentateurs.

Compte tenu de ces impératifs d'exploitation, des principes généraux ont été adoptés :

— Centralisation de l'exploitation réacteur en marche permettant de conserver l'unicité de décision et de responsabilité indispensable à la sécurité ;

— Développement des moyens d'information de l'opérateur responsable de la conduite sur l'état des différentes parties de l'installation ;

— Automatisation partielle ou complète des ensembles ou sous-ensembles non expérimentaux ;

— Protection du réacteur par des circuits de sécurité déclenchant une action correctrice automatique pour pallier un incident de fonctionnement ou une évolution anormale ;

— Organisation particulière des circuits de contrôle-commande des boucles expérimentales pour les opérations réacteur à l'arrêt et la commande des auxiliaires, fonction du type de boucle et des besoins expérimentaux.

L'application de ces principes a permis de définir la structure des circuits de contrôle-commande et leur implantation.

Nous allons examiner les solutions retenues pour les différents sous-ensembles du contrôle-commande et les moyens de conduite à la disposition des opérateurs.

4. Mesures

4.1. Types de mesures

On distingue deux types particuliers de mesures :

— les mesures de rayonnement, particulières aux réacteurs nucléaires,

— les mesures classiques de température, pression, débit, etc. sur les circuits de fluide.

4.2. Mesure du flux neutronique

Le flux neutronique est un paramètre essentiel, sa mesure permet de connaître l'évolution de la réaction nucléaire à tous les niveaux de fonctionnement. Les chaînes de mesure du flux neutronique sont utilisées par les circuits de commande pour réaliser trois fonctions principales :

— Réguler le niveau de flux et son évolution en fonction des programmes d'exploitation. Les valeurs du flux et du temps de doublement sont fournies à l'opérateur sur des enregistreurs et des indicateurs.

— Réduire automatiquement la valeur du flux plus ou moins rapidement, si celle-ci dépasse un niveau dangereux ou si le temps de doublement devient trop faible (emballement du réacteur).

— Interdire certaines opérations ou certaines commandes si la valeur du flux est inférieure ou supérieure à une valeur donnée.

La gamme des mesures en fonctionnement normal est d'environ 7 décades, elle est couverte par plusieurs ensembles de mesure.

Les mesures à bas niveau, utilisées au début du démarrage ou à l'arrêt, sont effectuées par deux chaînes à impulsions. Le détecteur est une chambre à fission CFUA2 utilisée en compteur. Après amplification et mise en forme, les impulsions sont intégrées par deux ictomètres ; un ictomètre logarithmique couvrant cinq décades et un ictomètre logarithmique à changement de sensibilité, chaque sensibilité couvrant environ une décade et demie. La sécurité de niveau est assurée par des seuils placés sur l'ictomètre à changement de sensibilité, la sécurité sur le temps de doublement est obtenue en interdisant deux commutations successives dans un temps inférieur à une valeur donnée.

Les chaînes de mesure à réponse logarithmique, au nombre de trois, permettent de couvrir environ six décades, il y a au moins deux décades de recouvrement avec les chaînes de mesure à bas niveau. Le détecteur est une chambre d'ionisation CCC2B, elle est suivie d'un amplificateur à réponse logarithmique et d'un dérivateur donnant le temps de doublement. Un système à seuil commutable automatiquement permet d'assurer la sécurité sur la vitesse d'évolution du flux pendant le démarrage sur les six décades, une présélection permet de limiter le niveau de flux à une décade donnée pour les cas de fonctionnement à faible flux. La sécurité sur le temps de doublement est aussi assurée par des seuils placés à la sortie du dérivateur.

Les chaînes de mesure à réponse linéaire et à changement de sensibilité sont au nombre de trois et sont utilisées pour la mesure précise du flux et l'élaboration des signaux de régulation de flux par les barres de réglage. Le détecteur est une chambre d'ionisation CCC2B, elle est suivie d'un amplificateur à réponse linéaire et d'un dérivateur donnant la vitesse d'évolution du flux. Pour l'élaboration des signaux de régulation, un amplificateur fait la moyenne des valeurs fournies par les trois chaînes, on peut ainsi s'affranchir des légères distorsions locales de flux. Un dispositif, appelé vernier de puissance, permet à l'opérateur d'obtenir sur un enregistreur à zéro central toute la déviation pour ± 10 % de la valeur de la sensibilité en service. Ce dispositif permet de lire plus facilement les faibles variations de flux. La commutation de la sensibilité des chaînes peut être faite manuellement ou automatiquement.

Les chaînes de mesure à réponse linéaire sans changement de sensibilité sont au nombre de trois et sont utilisées uniquement pour la sécurité et les verrouillages de manœuvre. Le détecteur est une chambre d'ionisation CCC2B, suivie d'un amplificateur à réponse linéaire, qui comporte en sortie des déclencheurs à seuils pour le déclenchement des actions de sécurité.

Pour toutes les chaînes, l'électronique de mesure est placée en salle de commande à 120 m environ du détecteur.

A l'exception des chambres CFUA2, l'ensemble du matériel, y compris les chambres d'ionisation, a été construit par la Société ALCATEL.

4.3. MESURES CLASSIQUES

Pour toutes les mesures sur les fluides, on a utilisé des matériels standard. Les mesures de température sont effectuées par des thermocouples fer constantan. Les capteurs de pression, débit, niveau sont du type à balance de force pour toutes les mesures principales.

Toutes les mesures des grandeurs principales, intervenant dans la sécurité du réacteur, ont été, dans toute la mesure du possible, triplées. Pour les mesures de température, les thermocouples liés aux circuits de sécurité sont différents, pour une même grandeur, de ceux utilisés pour la mesure ou la régulation.

5. Contrôle de la réactivité

5.1. FONCTIONS DES BARRES DE CONTROLE

On distingue quatre types de barres de contrôle ayant des fonctions particulières : les barres de sécurité, les barres de compensation, les barres d'évolution et les barres de réglage.

Les *barres de sécurité* au nombre de quatre, sont accrochées chacune à un câble par un grappin électromagnétique. Elles peuvent être retirées du cœur en huit minutes par un treuil. Elles tombent par gravité en une seconde environ par desexcitation du grappin, provoquant ainsi un arrêt rapide du réacteur.

Les *barres de compensation* et *d'évolution* sont mues par un système treuil-pignon-crémaillère, la vitesse linéaire normale est faible environ 0,35 cm/s, soit en réactivité 6 pcm/s.

Par commande de deux embrayages magnétiques dans les treuils de commande, on peut multiplier la vitesse de descente par 6, cette vitesse est interdite en montée par un système de roue libre.

Les *barres de réglage* sont mues par un système treuil-pignon-crémaillère, la vitesse linéaire est variable de façon continue de 0 à 7 cm/s soit en réactivité de 0 à 40 pcm/s. En réglage manuel, chaque barre est asservie en position ; en réglage automatique du flux, une seule barre est commandée par les signaux de régulation, l'autre barre reste en commande manuelle.

5.2. RÉGLAGE DU FLUX

En fonctionnement normal à flux constant, la barre de réglage est asservie en vitesse par un signal de la forme :

$$e = A\,\frac{\phi_0 - \phi}{\phi_0} = \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}$$

ϕ_0 valeur de consigne du flux,

ϕ valeur mesurée,

x position de la barre par rapport à la position médiane.

Lorsque la barre de réglage sort de la zone optimale de régulation, on provoque le déplacement programmé des barres de compensation ou d'évolution pour la ramener dans cette zone. Les barres sont déplacées par groupe de quatre, la programmation conserve les positions relatives des barres, en déplaçant successivement chaque barre d'un groupe d'une faible quantité $\Delta x = 3{,}75$ cm.

5.3. DÉMARRAGE AUTOMATIQUE

La structure des circuits de commande des barres de contrôle permet d'effectuer le démarrage et la montée en puissance automatique sur six décades de flux. La loi de variation du flux pendant le démarrage est la suivante :

— Variation exponentielle à temps de doublement constant, jusqu'à environ 2 % du flux nominal. Le temps de doublement est d'environ 20 s, la vitesse des barres étant définie pour que le temps de doublement à la criticalité soit supérieur ou égal à 40 s.

— Variation linéaire de 2 % à 100 % du flux nominal. La vitesse de variation est limitée à environ 10 % par minute par les gradients thermiques admissibles sur les éléments et le temps de réponse des circuits de refroidissement.

Lorsque l'autorisation de démarrage est donnée par les circuits de contrôle, on provoque la remontée des barres de sécurité, puis des barres de compensation jusqu'à ce que le temps de doublement atteigne la valeur affichée. Pendant cette première phase, la valeur de consigne de flux ϕ_0 est recalée sur la valeur du flux ϕ, lorsque le temps de doublement est atteint on met en service la barre de réglage et on programme la valeur de ϕ_0. La barre de réglage commandera l'évolution du flux suivant la loi programmée jusqu'à la valeur affichée par l'opérateur.

5.4. RÉDUCTION RAPIDE DU FLUX

En cas d'incident, les circuits de sécurité demandent une réduction rapide du flux neutronique. Deux cas sont prévus :

— Demande de réduction de flux sans niveau d'arrêt déterminé. On provoque alors la descente de quatre barres de compensation à grande vitesse tant que la demande subsiste.

— Demande de réduction rapide du flux à un niveau donné. On provoque alors la descente de quatre barres de compensation à grande vitesse et on recale la valeur de consigne ϕ_0 sur la valeur demandée. Lorsque le flux atteint cette valeur on rétablit le réglage du flux, qui se stabilise avec un dépassement négligeable.

5.5. RÉALISATION DES CIRCUITS DE COMMANDE

L'ensemble des circuits logiques de commande des barres est entièrement transistorisé et a été construit par la Société ALCATEL.

6. Traitement numérique des informations (T.I.S)

6.1. Position du problème

Le nombre des paramètres caractéristiques du fonctionnement et des paramètres auxiliaires est relativement élevé. Leur surveillance par des moyens classiques, amplificateurs et déclencheurs conduit à un ensemble très lourd, tant du point de vue exploitation que du point de vue maintenance. La fiabilité actuelle des systèmes numériques nous a permis d'adopter cette solution (fig. 1).

FIG. 1. — Traitement d'information en cours d'essai

6.2. Surveillance des paramètres caractéristiques

Les différentes tensions analogiques issues des capteurs de mesure sont envoyées aux entrées correspondantes du T.I.S. Les différentes entrées sont scrutées à une cadence qui est fonction de la vitesse d'évolution possible des paramètres qu'elles reçoivent. L'intervalle de temps entre deux mesures sur une même voie, varie de une seconde à plusieurs minutes suivant le type de grandeur. Le calculateur recevant la mesure sous forme arithmétique la compare à la valeur de référence qu'il a en mémoire. Pour les paramètres auxiliaires, s'il y a dépassement, le calculateur déclenche une signalisation d'alarme et l'inscription sur téléscriptrice de la référence du paramètre en dépassement. Lorsqu'il s'agit d'un paramètre principal, s'il y a dépassement, le calculateur effectue, suivant le programme qu'il a en mémoire, les coïncidences nécessaires entre le dépassement d'un même paramètre sur plusieurs voies de mesure (coïncidence 2 sur 3) ou entre deux paramètres différents. S'il y a coïncidence, le calculateur commande l'action correctrice correspondante, arrêt d'urgence du réacteur ou réduction rapide du flux. Lors du dépassement d'un paramètre, le calculateur commande l'impression permanente de sa valeur sur une téléscriptrice spécialisée, tant que dure le dépassement.

Pour connaître l'évolution d'un paramètre avant dépassement, on conserve en mémoire cinq ou dix valeurs successives, cette mémoire étant remise à jour en permanence. Lors d'un dépassement, on imprime ces valeurs sur une télescriptrice.

Pour les paramètres caractéristiques de la rupture d'un tube de force, le calculateur émet simplement un signal tout ou rien, caractérisant l'évolution anormale. Les actions correctrices ne sont déclenchées que s'il y a coïncidence de ce signal avec un signal traduisant une variation anormale d'un autre paramètre caractéristique, traité par une chaîne directe extérieure au calculateur. En effet, les actions correctrices déclenchées dans le cas de la rupture d'un tube de force peuvent entraîner un incident grave si elles sont déclenchées intempestivement.

6.3. Autorisation de démarrage

Pour pouvoir démarrer le réacteur, c'est-à-dire accroître le flux neutronique, un certain nombre de conditions doivent être réalisées. Le calculateur vérifie, par comparaison avec le programme qu'il a en mémoire, que toutes les conditions sont effectivement réalisées — valeur des paramètres, auxiliaires en service, etc. — il déverrouille alors la commande de montée des barres de contrôle ou provoque le déclenchement du démarrage automatique. Pendant la préparation du démarrage, le calculateur peut imprimer sur téléscriptrice, à la demande de l'opérateur, les conditions non satisfaites.

6.4. Facilités de conduite

L'opérateur dispose d'un clavier d'appel de mesure au calculateur. Lorsqu'il compose l'adresse d'un paramètre, la valeur de celui-ci s'affiche sur un indicateur numérique. Si l'opérateur veut suivre l'évolution de ce paramètre, il peut demander son impression sur téléscriptrice, la frappe étant effectuée en colonne. La téléscriptrice permet d'enregistrer environ vingt mesures simultanément. Ce dispositif permet de réduire très nettement le nombre d'enregistreurs en salle de commande.

6.5. Structure du T.I.S.

La structure du traitement des informations a été adaptée à ses fonctions particulière (fig. 2).

Les entrées analogiques sont divisées en un certain nombre de groupes indépendants. Chaque groupe comprend les relais de commutation et un amplificateur pour les entrées à faibles niveaux.

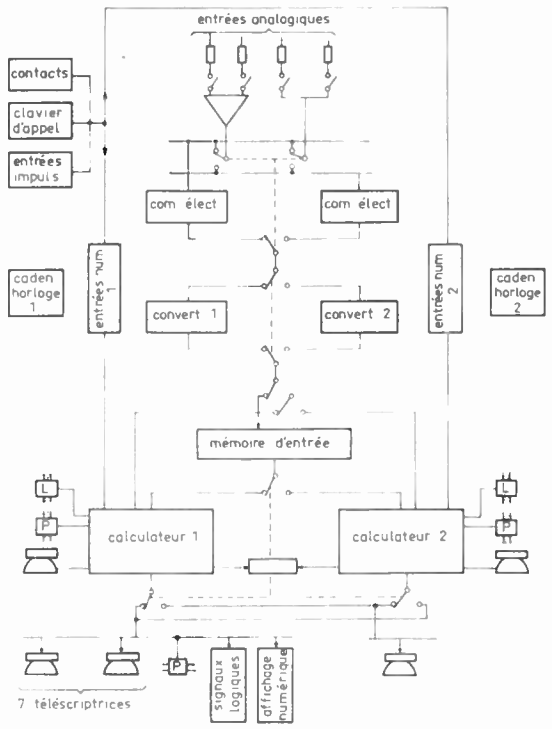


Fig. 2. — Structure du traitement d'information

Lorsqu'un paramètre possède trois détecteurs de mesure indépendants, ceux-ci sont affectés à des groupes d'entrées différents. Les signaux de sortie des différents groupes sont aiguillés par un commutateur électronique vers le convertisseur analogique-numérique qui les transforme en un code utilisable par le calculateur.

Le commutateur électronique et le convertisseur analogique-numérique sont doublés. En cas de défaillance de l'un d'eux, on passe automatiquement sur l'élément de réserve. Les codes représentant les valeurs des paramètres sont stockés dans la mémoire d'entrée, constituée par un tambour magnétique de grande capacité. Elle contient toutes les valeurs des paramètres et les programmes de traitement. Les programmes de traitement des grandeurs essentielles qui sont scrutées à grande vitesse sont stockées dans la mémoire de travail du calculateur.

En cas de défaillance du tambour, les codes représentant les valeurs des paramètres sont envoyés directement dans la mémoire de travail du calculateur, celui-ci travaille sur un programme réduit suffisant pour assurer la sécurité du réacteur. Le calculateur qui est l'organe central du traitement d'information est doublé, chaque calculateur étant capable d'effectuer la totalité du traitement.

En fonctionnement normal, un calculateur effectue la totalité du traitement, le second calculateur étant en réserve. Ce dernier peut être utilisé par les expérimentateurs pour effectuer des calculs scientifiques ou des dépouillements d'expériences. Lors d'une défaillance du calculateur en service, il y a commutation automatique sur le calculateur de réserve qui abandonne son programme et prend immédiatement en charge la totalité du programme de surveillance du réacteur.

7. Circuits de sécurité du réacteur

7.1. Fonctions

Les circuits de sécurité ont pour but essentiel de pallier les conséquences d'un mauvais fonctionnement ou de l'évolution anormale d'un paramètre. Nous ne parlerons, dans ce qui suit, que des circuits agissant sur le flux neutronique. Ces circuits provoquent soit l'arrêt d'urgence du réacteur par chute des barres de sécurité, soit une réduction rapide du flux par action sur les barres de compensation.

7.2. Circuits d'arret d'urgence

L'arrêt d'urgence du réacteur est déclenché soit par le dépassement d'une valeur de référence par la valeur d'un paramètre, soit par une information directe de défaut. Ces signaux provoquent la désexcitation des électro-aimants d'accrochage des barres de sécurité.

La protection contre les pannes sûres est obtenue par les dispositions suivantes (fig. 3).

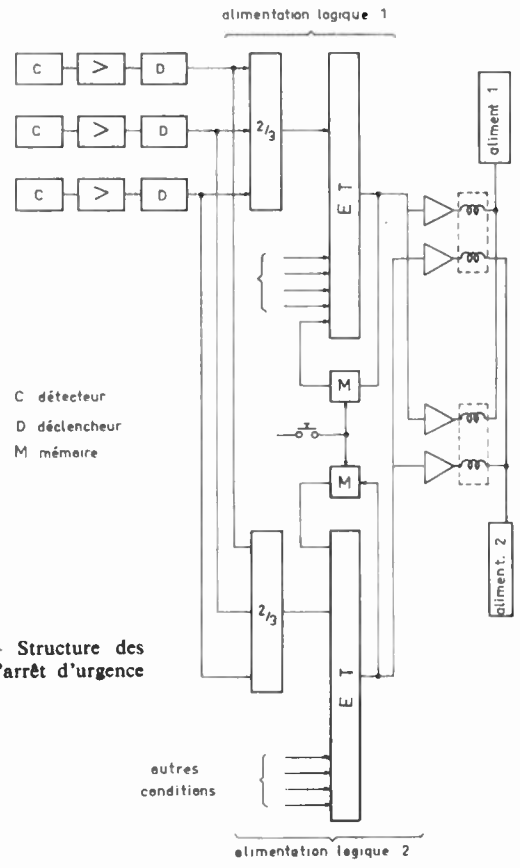


Fig. 3. — Structure des circuits d'arrêt d'urgence

• Chaque paramètre est mesuré par trois chaînes de mesure indépendantes. Le déclenchement de l'arrêt d'urgence est provoqué par la coïncidence de deux dépassements d'un même paramètre. Si la mesure ne peut être triplée, on utilise la coïncidence du dépassement de deux paramètres différents mais dont l'évolution anormale simultanée caractérise un incident.

• Les circuits logiques de commande et les enroulements des électro-aimants d'accrochage sont doublés. La chute des barres de sécurité est obtenue par désexcitation des deux enroulements.

La protection contre les pannes non sûres est obtenue par les dispositions suivantes :

• Redondance des informations, par exemple un incident de refroidissement sera décelé par l'évolution de la température de sortie d'un canal et par une comparaison débit-puissance.

• Structure des circuits logiques de commande telle qu'une seule panne non sûre n'interdit pas la désexcitation des électro-aimants.

• Contrôle de la discordance entre les valeurs mesurées par les trois chaînes de mesure d'un même paramètre.

• Test en fonctionnement des circuits logiques de commande.

7.3. Test des circuits logiques d'arrêt d'urgence

Pour vérifier qu'il n'y a pas de défaut non sûr, il suffit de vérifier qu'un ordre de déclenchement émis par les comparateurs arrive effectivement jusqu'aux enroulements de l'électro-aimant d'accrochage des barres de sécurité. Ce test doit être effectué en fonctionnement normal, mais ne doit, en aucun cas, provoquer l'arrêt d'urgence du réacteur. Le problème a été résolu en effectuant ce test par des impulsions fines dont la largeur est d'environ 2 ms. Ces impulsions sont suffisantes pour faire basculer les organes logiques, mais ne sont pas assez larges pour provoquer la désexcitation des électroaimants. La figure 4 donne la structure du circuit de test.

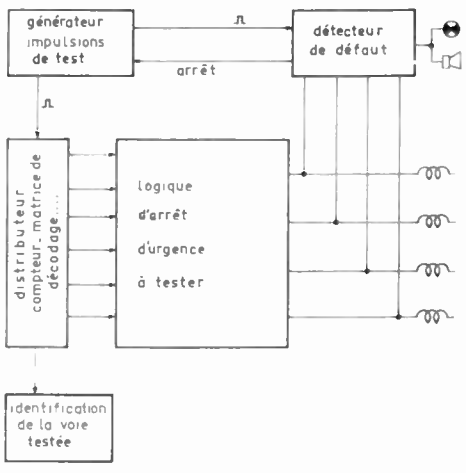


Fig. 4. — Principe du test des circuits d'arrêt d'urgence

7.4. Circuits de réduction rapide du flux

Ces circuits ont une structure voisine de celle des circuits d'arrêt d'urgence. Toutefois, la logique de commande n'est pas doublée et il n'y a pas de test en fonctionnement.

Ces dispositions sont justifiées par le fait que la réduction rapide de flux a pour but essentiel d'éviter un arrêt d'urgence sur un incident mineur.

7.5. Réalisation des circuits de sécurité

L'ensemble des circuits de sécurité est entièrement transistorisé, il a été construit par la Société Alcatel.

8. Commande des circuits de refroidissement

8.1. Position du problème

L'étude des conditions d'exploitation et les besoins expérimentaux nous ont conduits à des solutions très différentes pour la commande des boucles expérimentales et la commande des circuits du modérateur et de la zone nourricière.

8.2. Commande des circuits des boucles expérimentales

L'opérateur dispose d'une commande individuelle par organe, pompes, vannes, etc. la sécurité de manœuvre étant assurée par des circuits de verrouillage de commande.

8.3. Commande des circuits du modérateur et de la zone nourricière

Le fonctionnement et l'exploitation de ces circuits étant bien définis, leur commande a été partiellement automatisée. L'opérateur dispose d'une commande par fonction à réaliser. La commande d'une fonction provoque la commande sequentielle des organes nécessaires à la réalisation de cette fonction. La séquence n'est exécutée que si toutes les conditions nécessaires à la réalisation de la fonction sont remplies.

8.4. Structure des automatismes séquentiels

Les automatismes séquentiels ont été réalisés en circuits logiques à semiconducteurs montés sur des cartes à circuits imprimés enfichables. La structure générale d'une séquence étant la même quelle que soit la fonction à réaliser, on a regroupé sur une même carte les combinaisons logiques identiques dans chaque séquence.

Ce regroupement fonctionnel permet de simplifier l'élaboration des schémas et la réalisation des circuits.

Toutes les séquences ont pu être réalisées avec seulement six types différents de cartes fonctionnelles. L'ensemble des automatismes séquentiels a été construit par la société Alcatel.

9. Alimentation en énergie

9.1. Distribution basse tension

L'alimentation du site est effectuée par deux lignes à 11,6 kV. Trois transformateurs de 2 MVA alimentent chacun un jeu de barres 380 V - 50 Hz.

Lors d'une coupure de l'alimentation, l'ensemble de l'installation est reprise en secours par trois groupes diesels, sans arrêt du réacteur. Les groupes de secours sont conçus pour fournir toute la puissance nécessaire au fonctionnement 8 s après la coupure du réseau.

Les automatismes de commande des disjoncteurs et les automatismes de reprise en secours sont réalisés sur le même principe et avec les mêmes éléments que les automatismes de commande des circuits de refroidissement du modérateur et de la zone nourricière.

9.2. Alimentation du controle commande

L'alimentation des circuits de contrôle-commande est faite en courant alternatif 50 Hz - 220 V. L'alimentation du jeu de barres est assurée par deux groupes tournant fonctionnant en parallèle à 50 % de leur puissance nominale.

Chaque groupe comprend : un alternateur de 200 kW, un moteur synchrone, un moteur à courant continu alimenté par une batterie, un volant d'inertie.

En fonctionnement normal, l'alternateur est entraîné par le moteur synchrone. Lors d'une coupure de réseau, l'alternateur est entraîné par le moteur à courant continu alimenté par la batterie. Le passage d'un fonctionnement à l'autre est automatique. L'autonomie de fonctionnement sur la batterie est d'environ 30 mn.

Lors d'une coupure du réseau et si aucun des diesels ne démarre, le réseau contrôle alimente des pompes auxiliaires permettant de refroidir les éléments combustibles pendant 15 mn environ et d'éviter ainsi la fusion du cœur.

10. Salles de commandes

10.1. Salle de commande principale

La salle de commande principale contient les tableaux de contrôle et le pupitre de commande du réacteur. Sur le tableau et le pupitre sont disposés tous les appareils de contrôle et de commande nécessaires à la conduite de l'installation.

Sur les tableaux sont disposées les signalisations d'état des organes ou des sous-ensembles, les indicateurs et enregistreurs, les signalisations d'alarme des auxiliaires ou des défauts de moindre importance et toutes les commandes de circuit auxiliaire et de préparation d'opération.

Compte tenu de la complexité de l'installation, l'utilisation de synoptique avec signalisation incorporée a été largement développée. Pour les boucles expérimentales, on a incorporé dans le synoptique la commande des vannes. Pour les autres circuits, D20 - ventilation - électrotechnique, le mouvement ou la position d'un organe est signalé par un voyant bicolore. Par exemple, une vanne est signalée par une croix, la branche perpendiculaire à la représentation de la tuyauterie s'allume en rouge si la vanne est fermée, l'autre branche s'allume en vert lorsque la vanne est ouverte, lorsque la vanne est en mouvement les deux branches clignotent.

Pour les opérations de démarrage, on a utilisé un synoptique « logique » donnant la suite des opérations de préparation, des signalisations incorporées indiquent l'état des différents sous-ensembles, l'opérateur peut ainsi suivre pas à pas les opérations effectuées. Une méthode semblable a été utilisée pour le verrouillage de certaines actions de sécurité secondaires.

Les boutons-poussoirs de commande de séquence sont disposés au-dessous des synoptiques, ils comportent une signalisation bicolore incorporée. Lorsque la séquence est indisponible, le bouton s'allume en blanc, lorsque la séquence est en cours le bouton clignotte en vert ou en rouge suivant qu'il s'agit d'une séquence marche ou d'une séquence arrêt, lorsque la séquence est exécutée le bouton s'allume en vert ou en rouge fixe. Les signalisations de défaut sont disposées sur le bandeau au-dessus des synoptiques, il y a deux types de séquence de signalisation suivant l'importance ou la nature du défaut.

Les tableaux sont disposés dans la salle pour former un ovale, le pupitre étant placé dans la partie large. On trouve sur les tableaux, de la gauche vers la droite, les radioprotections ; la ventilation ; la D.R.G. ; le synoptique de démarrage ; le synoptique de sécurité ; les enregistreurs de mesure de flux neutronique ; l'écran de télévision (face au centre du pupitre) ; les synoptiques des trois boucles expérimentales organiques ; une place disponible pour les deux autres boucles ; un synoptique du cœur; les synoptiques des circuits d'eau lourde et d'eau légère du modérateur et de la zone nourricière; les synoptiques de la distribution d'énergie ; les baies contenant les circuits de sécurité et l'électronique de mesure de flux.

Sur le pupitre sont disposées toutes les commandes et signalisation d'alarme essentielles à la conduite de l'installation. Sur la tablette, on trouve de gauche à droite : la commande des barres de contrôle ; la commande des actions de sécurité dont certaines sont placées sous un capot transparent ; le clavier d'appel de mesure au calculateur ; la commande des caméras de télévision ; les claviers d'appel et de sélection des postes d'interphone (parallèle au bord du pupitre) ; la commande de mise en service du circuit principal des trois boucles expérimentales organiques et l'affichage des points de consigne des régulations ; une place libre pour les deux autres boucles ; la commande des séquences de mise en service des circuits principaux du modérateur et de la zone nourricière.

Sur le bandeau sont disposées les signalisations d'alarme dans le même ordre que la disposition des tableaux, au centre les indicateurs et un enregistreur pour les mesures de flux neutronique, et l'indicateur numérique pour l'affichage des valeurs par le calculateur. Sur la gauche du pupitre, le logement de deux téléscriptrices liées au calculateur.

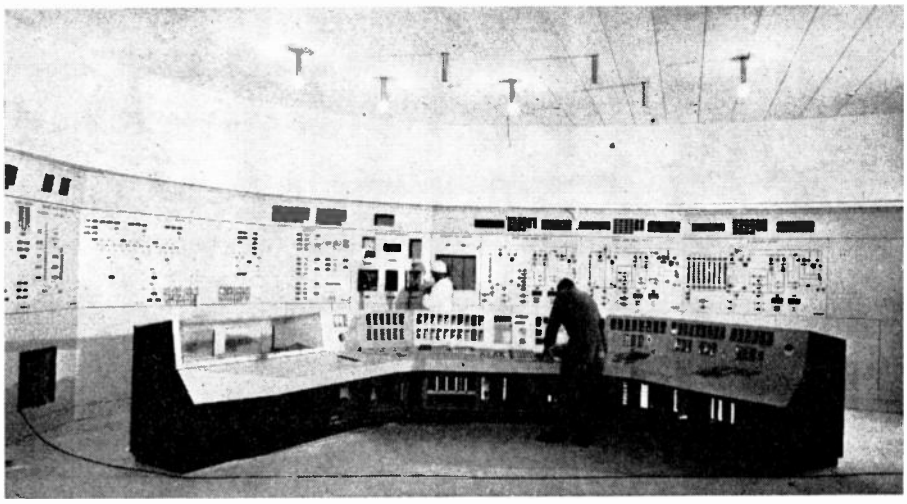


FIG. 5. — Salle de commande principale en cours de montage

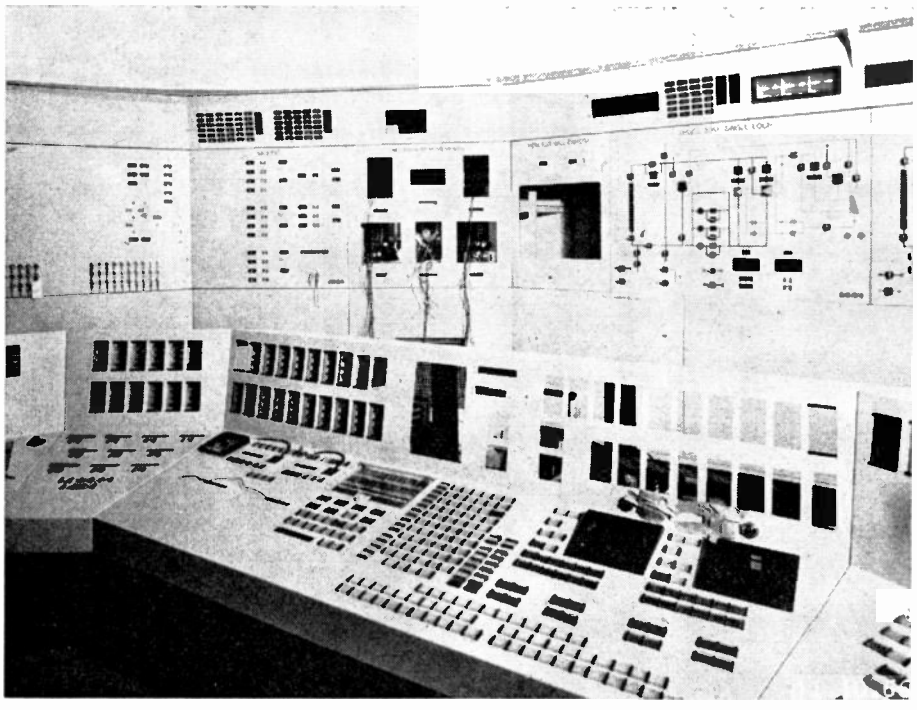


FIG. 6. — Partie centrale du pupitre en cours de montage

La disposition d'ensemble et l'organisation des signalisations ont été prévues pour que l'opérateur principal au pupitre puisse juger rapidement de l'état de l'installation. En particulier toutes les signalisations d'état ou de position se font par changement de couleur. Les figures 5 et 6 montrent l'aspect de la salle principale en cours de montage. Les tableaux et le pupitre ont été construits par la Société ALCATEL.

10.2. SALLES DE CONTROLE AUXILIAIRES

Pour les boucles expérimentales organiques, le nombre et la complexité des circuits auxiliaires sont importants, l'implantation de leur contrôle dans la salle principale rendait l'exploitation très difficile. On a prévu pour la commande des circuits auxiliaires et les opérations sur le circuit principal, réacteur arrêté, des petites salles dans l'enceinte étanche. Ces salles sont disposées dans le hall pile, juste au-dessus des casemates contenant les boucles, ce qui raccourcit les liaisons fonctionnelles.

Dans chaque salle, on trouve un tableau sur lequel est représenté un synoptique complet et détaillé du circuit principal et des circuits auxiliaires des boucles, avec commande des vannes incorporées. Au-dessus du synoptique sont disposés les indicateurs de mesure et les signalisations d'alarme. Sur un petit pupitre, face au tableau, sont disposées les commandes et signalisations principales. La commande des circuits principaux de la boucle n'est possible, à partir de la salle auxiliaire, que sur autorisation de la salle principale, le verrouillage y étant effectué par une clé.

Lorsque la commande des circuits principaux s'effectue de la salle auxiliaire, les commandes de la salle principale sont inactives, mais toutes les signalisations subsistent.

Les tableaux et pupitres des salles auxiliaires ont été construits par la Société SIEMENS.

11. Conclusion

Ce bref aperçu du contrôle-commande du réacteur ESSOR ne permet pas d'évoquer tous les problèmes importants et les solutions adoptées. Nous espérons que, malgré la brièveté de cet exposé, les principaux problèmes ainsi que les solutions retenues apparaîtront au lecteur.

LE RÉSEAU RADAR AUSTRALIEN

PAR

J. MERLIER et J.J. THÉVENIN

C.S.F. Malakoff

1. Introduction

Dès 1960, le département de l'Aviation Civile Australienne a envisagé la mise en place d'un important réseau radar. Limité d'abord aux principaux centres de SYDNEY, ADELAIDE, MELBOURNE, BRISBANE et PERTH, il assurera la surveillance continue des voies aériennes de la côte Sud-Est de BRISBANE à MELBOURNE sur une distance de près de 2 000 kilomètres, après implantation de deux stations intermédiaires « En route » à CANBERRA et ROUND MOUNTAIN (fig. 1). Un déport des images radar élaborées par ces dernières stations permettra, de plus, le contrôle continu des vols à partir des stations terminales.

Chaque station de ce réseau est capable d'assurer simultanément la surveillance à grande distance et le contrôle d'un aérodrome voisin par exploitation des informations radar, soit en télévision, soit sur Indicateur Panoramique conventionnel.

Il convient de rappeler que, dès 1958, le Secrétariat Général à l'Aviation Civile et Commerciale en France avait chargé la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil de la réalisation des matériels destinés, en premier lieu, au Centre de Contrôle Régional Nord d'ORLY, puis aux Contrôles Métropolitains de MARSEILLE, BORDEAUX, LYON et BREST.

Ce même matériel proposé à l'Aviation Civile Australienne a été adopté par elle après modification des performances de l'antenne.

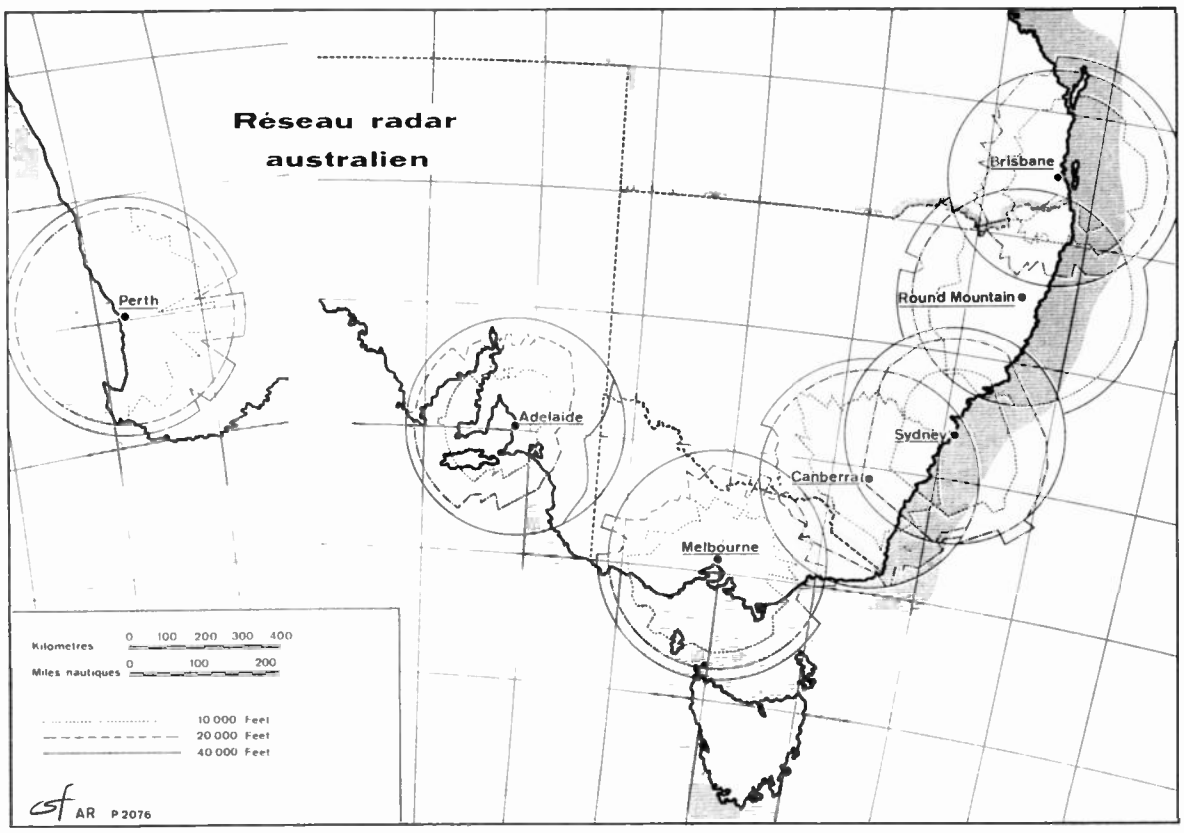


FIG. 1.

En effet, le regroupement des Contrôles à grande distance et d'aérodrome qui évitait l'implantation de deux radars différents en un même lieu dès le premier stade des installations, entraînait les incompatibilités suivantes :

— alors que l'élimination des échos parasites en zone proche doit être parfaite pour un bon contrôle d'aérodrome, elle se trouve dégradée par le pointage de l'antenne au plus bas site possible nécessaire à une bonne visibilité en limite de portée pour un radar de Contrôle régional.

— la cadence de renouvellement des informations est un compromis entre la cadence nécessaire pour un contrôle en zone rapprochée et la cadence admissible en Contrôle régional.

Cette cadence ayant été fixée à douze secondes, la fréquence de répétition maximale étant imposée par la portée demandée pour le radar de contrôle régional, il en résultait un nombre de coups au but relativement faible et, par suite, une moins bonne élimination des échos fixes.

Pour résoudre ce problème, l'antenne réalisée pour le Centre de Contrôle d'Orly a été équipée d'une seconde source ne fonctionnant qu'en réception. Groupant ainsi les avantages des techniques d'élimination des échos parasites par antenne à double faisceau (A.T.I.) et récepteur cohérent à discrimination de phase (M.T.I.), les ensembles C.S.F. se trouvent parfaitement adaptés aux exigences relatives aux deux types de contrôle.

1.1. Antenne C.S.F. double faisceau type AT 417 H

Sur cet aérien (fig. 2) à diagramme en cosécante carrée, on ajoute un deuxième cornet utilisé seulement en réception. Le cornet principal étant normalement connecté à l'émetteur-récepteur radar.

Le deuxième cornet situé sous le premier a son rayonnement maximal calé à un angle de site supérieur, l'éclairement des sites correspondant aux

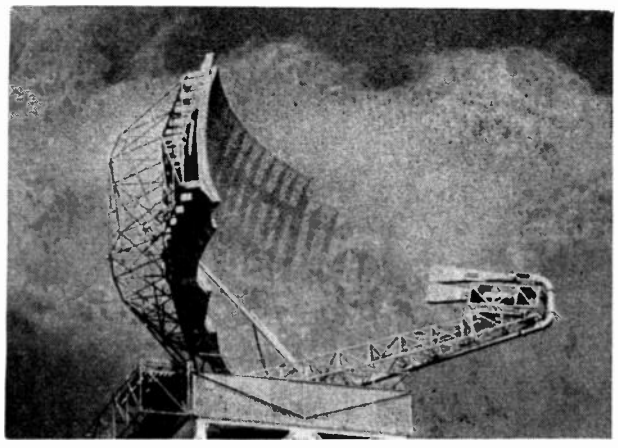


Fig. 2.

échos de sol est donc plus faible. Le diagramme correspondant est la moyenne des deux diagrammes obtenus dans le plan vertical pour chaque cornet (fig. 3).

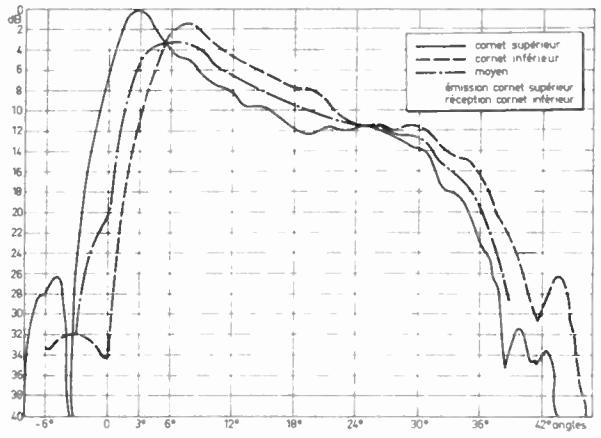


Fig. 3.

La couverture résultante est aisément déduite à partir des diagrammes correspondant respectivement au cornet supérieur, couverture basse, en émission-réception et au cornet inférieur, couverture haute en réception.

Une deuxième chaîne de réception est utilisée pour les signaux reçus du cornet auxiliaire couverture haute. Après changement de fréquence et préamplification en fréquence intermédiaire, le signal passe par un commutateur rapide qui reçoit également le signal fréquence intermédiaire du cornet principal (couverture basse). Le signal F.I. résultant (commutation dans le temps des deux signaux F.I.) est ensuite distribué, d'une part au meuble d'élimination des échos fixes (E.E.F.) et d'autre part à l'amplificateur F.I. de l'émetteur radar qui, après détection, délivre un signal vidéo commuté couverture haute puis couverture basse.

La distance de commutation couverture haute/couverture basse, réglable, est ajustée en fonction de la carte des échos fixes relative à la station considérée et des impératifs de détection à faible altitude.

1.1.1. *Performances de l'antenne*

Si nous traçons une famille de courbes figurant le rapport signal à bruit pour une cible de 2 m² de surface apparente, par exemple, les intersections entre cette famille de courbes et la courbe donnant le niveau moyen des échos de sol indiquent les limites de visibilité dans la zone proche pour chaque altitude.

Dans les mêmes conditions, peuvent être établies des courbes obtenues pour un avion volant suivant un angle de site constant nous montrant la limite de visibilité à l'atterrissage.

Le niveau moyen des échos de sol en fonction de la distance est une courbe de référence établie pour un radar Bande L de puissance crête 2 MW et une antenne de 35 dB de gain maximal pour un gain absolu de 28,5 dB en direction du sol (conformément à fig. 1 pour un aérien pointé de telle sorte que le rayonnement correspondant à la couverture basse se trouve vers 3° soit : 35 — 6,5 = 28,5 dB).

Cornet supérieur — couverture basse

L'E.E.F. a double élimination procurant une amélioration de 24 dB, le niveau moyen des échos de sol se trouve déplacé de la même valeur. Les intersections de cette dernière courbe avec les courbes d'équialtitude indiquent les limites de visibilité (fig. 4).

La figure 5 représente, dans les mêmes conditions, les courbes à angle de site constant pour 2 et 3°.

Cornet inférieur — couverture haute

La figure 6 représente les courbes d'équialtitude pour la couverture haute. Dans ce cas, la courbe de limite de visibilité due aux échos de sol est déplacée vers le bas une première fois de 2 × 13,5 dB pour tenir compte de la différence de gain entre couverture haute et basse (voir fig. 1) puis une deuxième fois des 24 dB correspondant au facteur de visibilité E.E.F. et enfin des 2 dB de perte introduits sur la voie réception couverture haute.

Les courbes de la figure 7 sont les homologues en couverture haute des courbes figure 5 de la couverture basse.

Nous en déduisons que :

- sur la couverture haute, les limites de visibilité d'objectifs sans E.E.F. sont égales à celles obtenues en couverture basse avec E.E.F.
- dans les conditions standards considérées pour calculer les limites de visibilité, l'emploi du système E.E.F. place ces limites de visibilité en zone proche dans le cône de silence de l'aérien (demi-angle au sommet de 60° dans le cas de l'aérien AT 417).

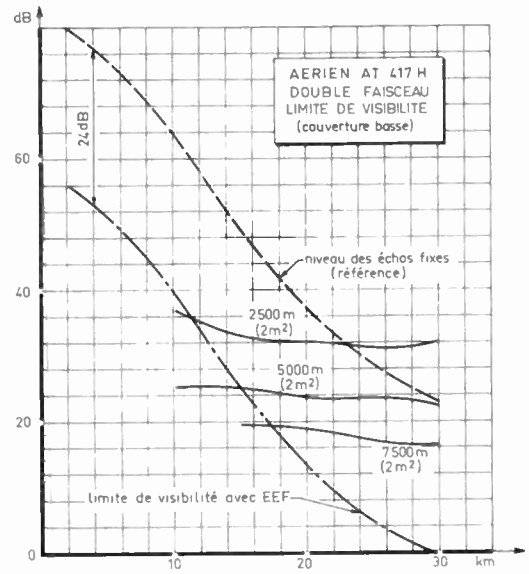


FIG. 4.

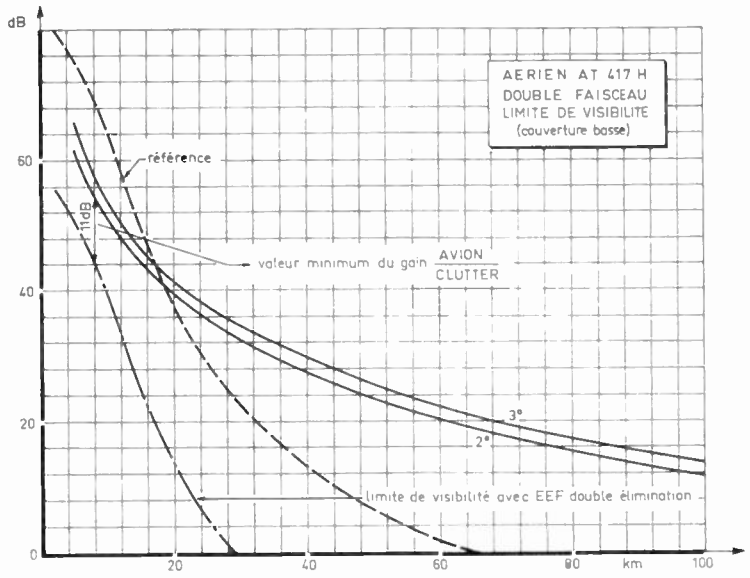


FIG. 5

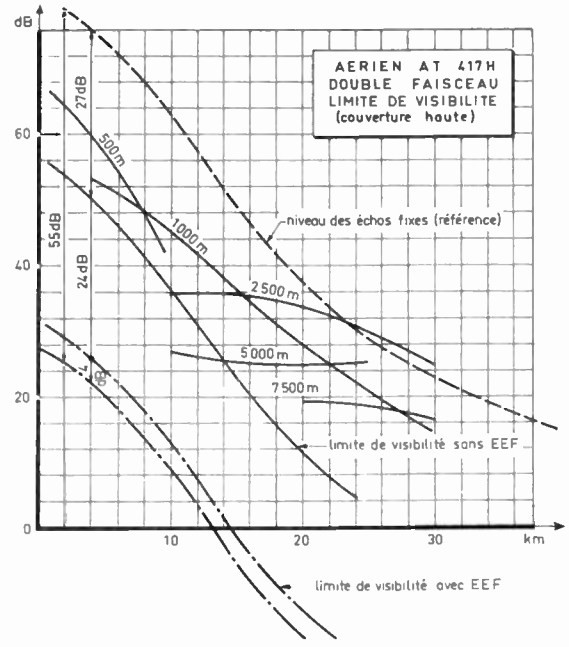


FIG. 6.

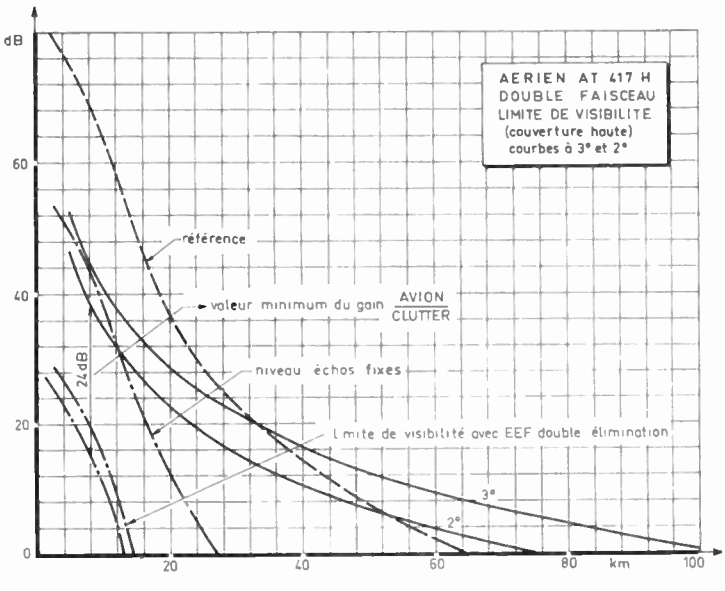


FIG. 7.

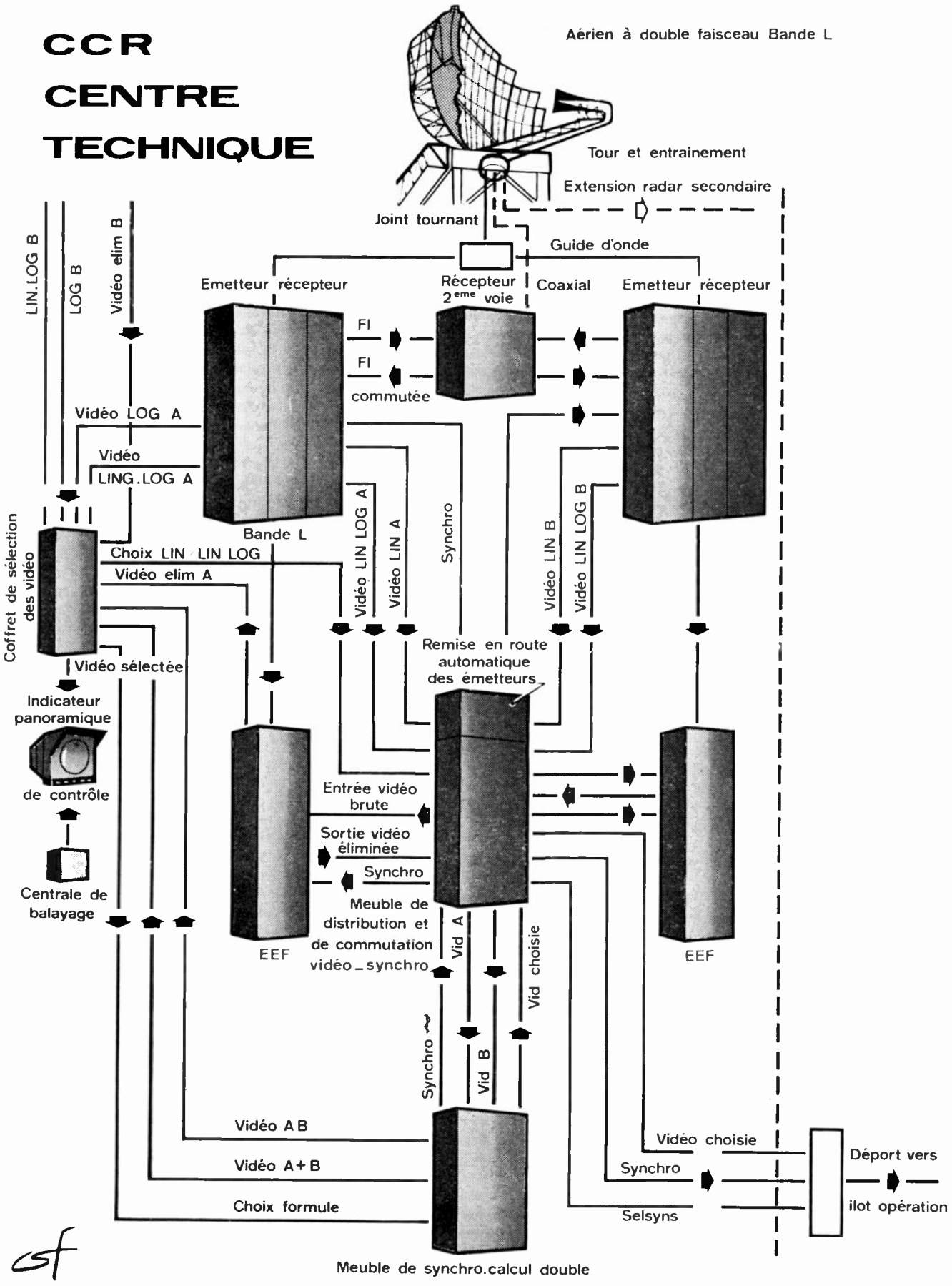

CCR
CENTRE
TECHNIQUE
Aérien à double faisceau Bande L
Tour et entrainement
Extension radar secondaire
Joint tournant
Guide d'onde
LIN.LOG B
LOG B
Vidéo elim B
Emetteur récepteur
Récepteur 2eme voie
Coaxial
Emetteur récepteur
FI
FI commutée
Vidéo LOG A
Vidéo LING.LOG A
Bande L
Vidéo LIN LOG A
Vidéo LIN A
Synchro
Vidéo LIN B
Vidéo LIN LOG B
Coffret de sélection des vidéo
Choix LIN LIN LOG
Vidéo elim A
Vidéo sélectée
Remise en route automatique des émetteurs
Indicateur panoramique
de contrôle
Centrale de balayage
EEF
Entrée vidéo brute
Sortie vidéo éliminée
Synchro
Meuble de distribution et de commutation vidéo_synchro
Vid A
Vid choisie
Synchro
Vid B
EEF
Vidéo A B
Vidéo A+B
Choix formule
Vidéo choisie
Synchro
Selsyns
Déport vers
ilot opération
Meuble de synchro.calcul double

FIG. 8.

FIG. 9. — Centre technique. Matériels associés aux émetteurs. — Meubles de synchro calcul DC 204. — Meuble d'élimination des échos fixes MA 372. — Indicateur panoramique de contrôle. — Armoires de distribution.

• pour un axe de vol à site constant en couverture basse plus E.E.F., on obtient un rapport minimal écho mobile/écho fixe d'environ 11 dB pour un angle de site de 2° et de 14 dB pour un angle de site de 3°.

• avec un angle de descente constant de 2° le gain minimal relatif écho mobile / écho fixe est d'environ 11 dB dans le cas couverture basse avec E.E.F.et passe à environ 24 dB dans le cas de couverture haute avec E.E.F. augmentant donc considérablement la probabilité de détection des cibles de petites dimensions.

• l'association Eliminateurs d'Echos Fixes et antenne à double faisceau permet de cumuler les avantages des deux systèmes (M.T.I. + A.T.I.) et assure ainsi une visibilité adaptée au profil du terrain qu'un système à double faisceau classique, limitant d'une façon uniforme tous les azimuts, ne pourrait procurer.

Ces conclusions confirment bien les qualités de cette antenne en utilisation mixte : Contrôle Régional + Contrôle d'Aérodrome.

2. Description d'une station type

Elle se compose d'un Centre Technique et d'un Centre d'Exploitation reliés entre eux par un déport des informations radar sur quelques kilomètres, la plupart du temps réalisé par câbles multiconducteurs et coaxiaux avec amplificateurs-correcteurs à chaque extrémité des lignes.

2.1. CENTRE TECHNIQUE

Situé en un point permettant une bonne propagation du rayonnement, il comporte essentiellement (fig. 8) :

• un aérien AT 417 H à couverture totale, double faisceau en polarisation circulaire animé d'une vitesse de rotation de cinq tr/mn,

• deux émetteurs-récepteurs radar ER 410 C bande L, 2 MW facteur de forme 1 000 fonctionnant en diversité de fréquence à une fréquence de répétition de 400 pps wobulée de 10 % à une vitesse de 50 pps pour une largeur d'impulsion de 2,5 µs.

• un mélangeur hyperfréquence MH 206 A aiguillant sur un même guide d'onde les fréquences issues des deux émetteurs,

• un mélangeur bas-niveau aiguillant les signaux issus de la réception voie haute vers les récepteurs,

• une armoire de réception voie haute et de commutation de couverture,

• deux meubles de synchronisation-calcul DC 204 F permettant l'addition ou la multiplication des signaux vidéo élémentaires provenant des récepteurs,

• deux meubles d'Elimination des Echos Fixes (E.F.F.) type MA 372 comprenant chacun deux tubes à mémoire TCM 13 en cascade permettant la comparaison de trois signaux récurrents (double annulation).

• un indicateur panoramique de contrôle destiné à l'examen des différentes vidéos élaborées pour choisir la meilleure combinaison à transmettre vers le centre d'exploitation.

2.1.1. *Caractéristiques d'ensemble*

Les caractéristiques majeures de cet ensemble peuvent se résumer en :

— choix d'une longueur d'onde de 23 cm (bande L) assurant un excellent compromis entre les différents facteurs contradictoires suivants :

• discontinuités dans la couverture imposée, dues aux interférences provoquées par les réflexions au sol,

• pouvoir séparateur angulaire et distance,

• protection contre les phénomènes météorologiques,

• dimensions et gain de l'aérien,

• prix de revient des matériels.

— Utilisation de la polarisation circulaire qui, permettant une atténuation sensible des échos de nuage, assure une protection identique à celle que l'on obtiendrait par l'emploi d'une longueur d'onde de 50 cm.

— Redondance des équipements garantissant une sécurité totale de fonctionnement et une maintenance facile.

Cette redondance est obtenue pour les émetteurs par l'exploitation en diversité de fréquence. Elle entraîne une augmentation de la puissance moyenne d'où de la portée et de la probabilité de détection. Les résultats sont identiques à ceux qui seraient obtenus avec un émetteur de puissance crête double sans nécessiter le dimensionnement correspondant des matériels. De plus, après mise en coincidence des vidéos à la sortie des récepteurs le calcul vidéo émetteur A + vidéo émetteur B ou vidéo A × vidéo B permet l'obtention d'échos plus stables débarrassés de brouillages éventuels sur l'une des fréquences utilisées.

— Télécommande des différents matériels à partir d'un pupitre situé dans la salle technique, permettant le choix rapide de la meilleure combinaison de la chaîne opérationnelle.

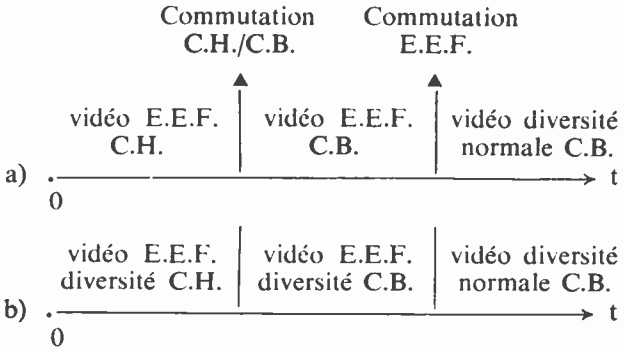
— Incorporation d'amplificateurs paramétriques qui, améliorant le rapport signal à bruit à l'entrée du récepteur, font reculer le seuil de détection, augmentent la probabilité de détection des petites cibles et la portée radar (25 %).

— Adjonction de dispositifs d'Elimination des Echos Fixes à distance d'élimination réglable de 0 à 100 NM qui, réduisant l'intensité des échos fixes, permettent une représentation claire de la situation aérienne en zone proche où l'influence des échos renvoyés par le sol et par les différents obstacles en visibilité directe du radar est prépondérante.

Cet éliminateur utilise la technique du récepteur cohérent à discrimination de phase et est équipé du tube à mémoire C.S.F. type TCM 13 supprimant ainsi toute sujétion précise de synchronisation de l'émetteur.

La fréquence de répétition du radar peut être wobulée et, par là même, les vitesses aveugles supprimées.

Au delà de la distance d'élimination choisie, un commutateur automatique distribue la vidéo normale. Compte tenu de la première commutation déjà réalisée par le système de réception couverture haute/couverture basse, les vidéo distribuées peuvent avoir l'une des allures suivantes :



L'exploitation est habituellement réalisée dans la configuration « a ».

2.1.2. *Caractéristiques techniques*

- Puissance crête émission : ⩾ 2 MW par émetteur.
- Fonctionnement diversité (vidéo A + vidéo B).
- Fréquences d'émission : 1 300 et 1 345 Mc/s.
- Largeur d'impulsion : 2,5 µs.
- Fréquence de répétition 400 pps wobulée à ± 10 %.
- Elimination des Echos Fixes :
  — Taux de visibilité : 24 dB.
  — Fonctionnement en double annulation.
- Aérien double faisceau en cosécante carrée :
  — Vitesse de rotation : 5 tr/mn.
  — Cornet supérieur utilisé en émission-réception : Gain 35 dB.
  — Cornet inférieur utilisé en réception : Gain 31 dB.
  — Largeur du faisceau : 1,3°.
  — Lobes secondaires : < 23 dB.
  — Polarisation circulaire, taux d'ellipticité : ⩾0,9 dB.
- Pertes réception cornet inférieur : 4 dB.
- Facteur de bruit :
  — Faisceau haut (cornet inférieur) : 8,5 dB.
  — Faisceau bas (cornet supérieur) : 4 dB.

2.1.3. *Couverture assurée par la Station*

Le diagramme (fig. 10) calculé pour une surface de cible de 10 m², une probabilité de détection de 80 % et un taux de fausse alarme de 10^{-6} montre que la surveillance peut aisément être assurée jusqu'à des distances de 160 miles nautiques.

L'exploitation est réalisée en zone proche sur le faisceau haut en vidéo E.E.F. issue d'un seul émetteur, la distance de commutation faisceau haut, faisceau bas, variable suivant les stations est limitée à environ 15 miles nautiques afin de ne pas perdre en couverture basse. La commutation E.E.F. est effectuée vers 65 miles nautiques. Au delà de cette distance, la vidéo diversité A + B est utilisée.

2.1.4. *Performances*

Les commentaires suivants nous ont été adressés par le Département de l'Aviation Civile Australien après expérimentation des Stations de SYDNEY et D'ADELAIDE :

— Résidus d'Elimination des Echos Fixes :

Leur niveau est faible et tout à fait acceptable en exploitation.

— Distance minimale de détection :

Actuellement de l'ordre du mile nautique ; cette distance peut, suivant les exigences opérationnelles, être réduite à 1/3 de cette valeur.

— Perturbations atmosphériques « Anges » :

Sans protection spéciale les perturbations dues aux « anges » peuvent être importantes et rendre le radar inutilisable jusqu'à une distance de 50 miles nautiques. Ceci peut se produire plus particulièrement pendant les mois d'été.

L'utilisation d'une antenne double faisceau et d'un système d'élimination à taux de visibilité élevé procure une image sur le faisceau haut débarrassée des perturbations dues aux « anges » même en période d'intense activité. La distance d'utilisation de ce faisceau étant limitée, il est nécessaire d'utiliser au-delà un système G.V.T. sur le faisceau bas réduisant la densité des échos d'ange à un niveau acceptable, tout en conservant une bonne visibilité des échos d'avion.

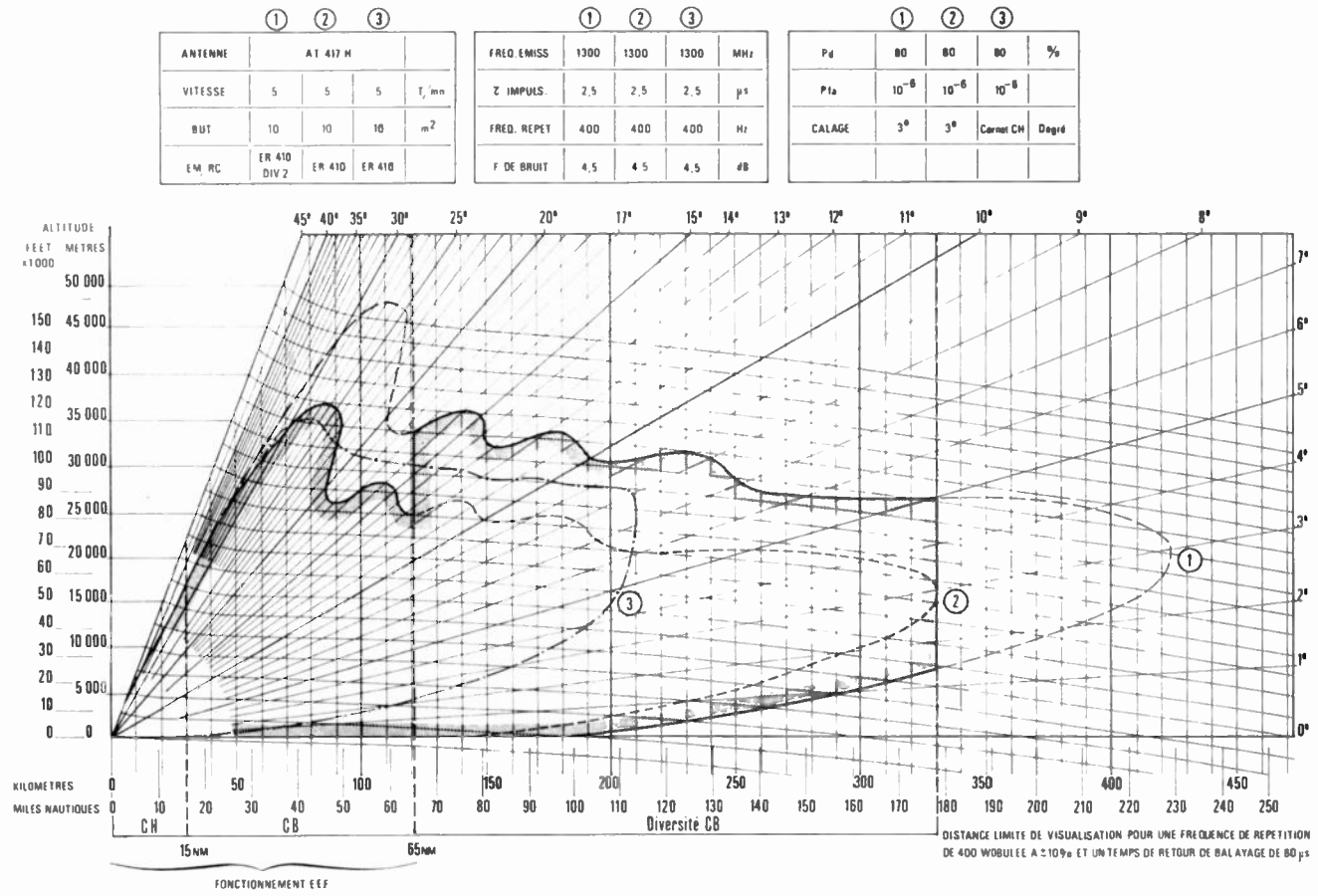


FIG. 10.

Les trois photographies (fig. 11, 12, 13), prises sur l'indicateur panoramique de contrôle (P.P.I.) illustrent une situation de perturbation atmosphérique exceptionnellement gênante (photos prises à Sydney).

On remarquera que les perturbations atmosphériques « anges » très visibles en couverture basse sont nettement moins marquées en couverture haute et pratiquement inexistantes en exploitation normale C.H./C.B. pour laquelle le réglage G.V.T. est optimal.

Sur la photographie, fig. 13, un fin cercle laissé volontairement apparent marque la commutation CB/CH. Un avion est visible en zone proche.

En conclusion, il peut être dit que le problème des « anges » en Australie est résolu. Le niveau maximal des échos parasites dus à ce problème étant très bas et tout à fait acceptable pour les besoins du Contrôle du Trafic Aérien.

2.2. CENTRE D'EXPLOITATION

La présentation des informations radar en télévision, généralement désignée par le terme anglais « Bright Display », permet l'exploitation en ambiance lumineuse normale.

Elle est basée sur le transformateur d'images créé par la C.S.F. et dont le principe est fondé sur

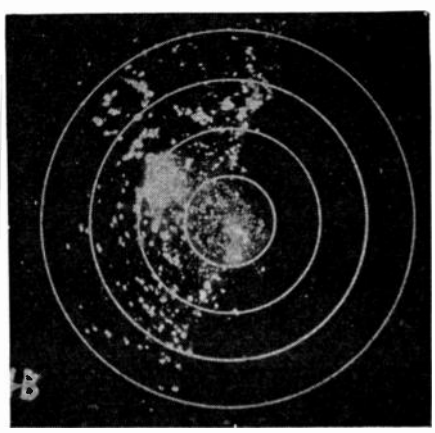


FIG. 11.

FIG. 12.

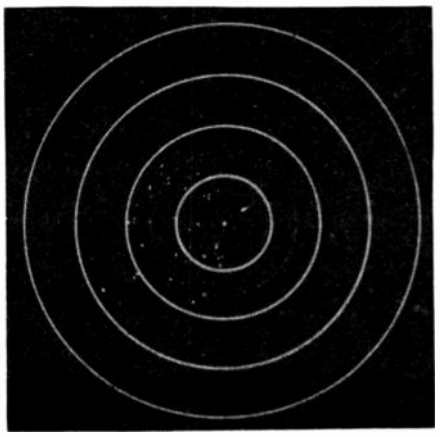


FIG. 13.

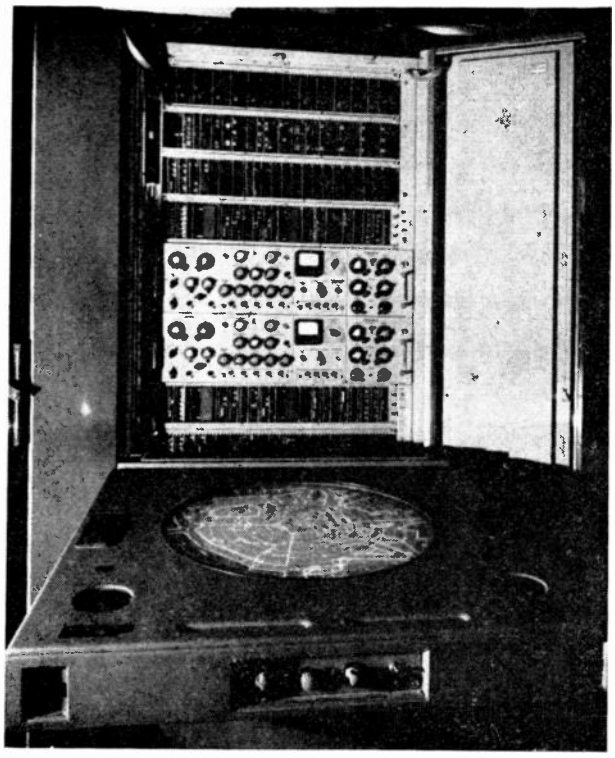


FIG. 14. — Téléviseur d'exploitation à écran horizontal et baie contenant 2 transformateurs d'image.

l'utilisation du tube à mémoire TMA 406 à haute définition et effacement rapide. Ce tube comporte une cible balayée sur chaque face par un faisceau d'électrons. D'un côté le faisceau « écriture » inscrit les informations radar en coordonnées polaires de l'autre le faisceau « lecture », analyse l'image engendrée sur la cible suivant le mode télévision, au standard désiré.

Le balayage écriture est réalisé à partir de bobines fixes permettant l'excentrement de l'image et l'inscription de renseignements complémentaires divers (marquage).

Dans sa version actuelle, le transformateur d'image C.S.F. type TI 450 répond aux normes américaines FAA 1213 B amendées sur divers points pour répondre aux besoins propres des utilisateurs non américains (fig. 14).

Il comporte cinq entrées vidéo alimentées par les signaux que l'on retrouve mélangés côté télévision, par exemple : vidéo normale radar, vidéo « E.E.F. », vidéo « gonio », vidéo « carte », vidéo radar secondaire. Les deux premiers se partageant d'ailleurs, en proportion variable, l'écran télévision : la vidéo E.E.F. en zone proche, puis au-delà, sur une couronne périphérique, la vidéo normale.

Entièrement transistorisé et composé en grande partie de cartes à circuits imprimés, cet équipement que l'on peut commander à distance :

- a une précision de superposition des balayages radar-télévision égale à 0,3 % du diamètre ;
- comporte sept échelles de balayage s'échelonnant de 20 à 240 miles nautiques dont l'amplitude permet le balayage jusqu'à cette distance quel que soit l'excentrement ;
- est équipé d'un système d'effacement rapide en moins de deux secondes, à commande manuelle ou automatique en cas de changement d'échelle ;
- fonctionne pour des vitesses de rotation d'antenne de 5 à 24 tr/mn, la rémanence du tube pouvant s'ajuster de manière à présenter 2 à 6 échos radar successifs.

Les équipements périphériques : générateur de synchronisation télévision, mire de contrôle, générateur de symboles alphanumériques, circuits de mélange et de distribution des vidéos, caméras, table d'analyse sont réalisés suivant la même technologie.

Les informations télévision, dont on peut choisir l'origine ou le mélange par simple action sur un clavier de distribution, sont finalement exploitées sur des téléviseurs de contrôle à écran vertical de 36 cm ou grand écran horizontal d'un diamètre utile de 50 cm. Ce dernier, d'une excellente linéarité (2 % du diamètre) et forte luminosité, peut être exploité dans des ambiances de 150 lux.

Les photographies (fig. 15, 16, 17) obtenues sur un téléviseur de contrôle du Centre d'Exploitation, correspondent à la même situation météorologique que les photographies présentées dans les pages précédentes, à partir de l'indicateur panoramique de Contrôle du Centre Technique.

L'image Télévision obtenue, d'une qualité comparable à celle de la vidéo radar, pratiquement débarrassée des échos parasites, est cependant suffisamment rémanente pour permettre l'apparition de 5 à 6 plots pour chaque cible avion.

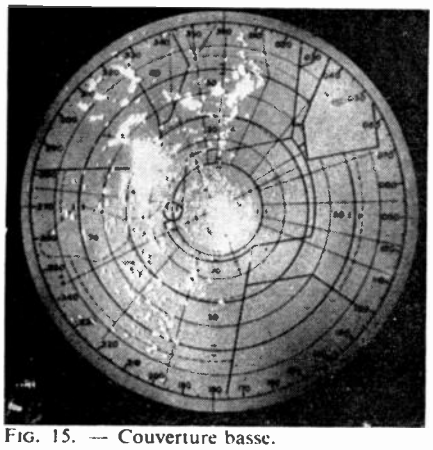


FIG. 15. — Couverture basse.

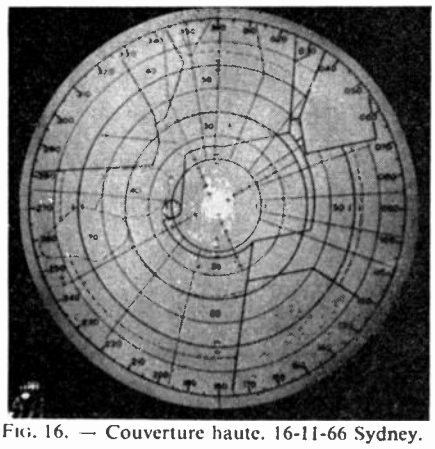


FIG. 16. — Couverture haute. 16-11-66 Sydney.

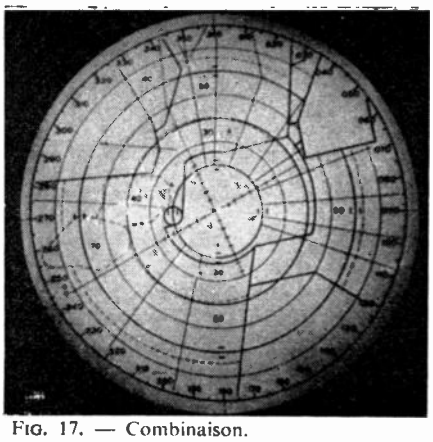


FIG. 17. — Combinaison.

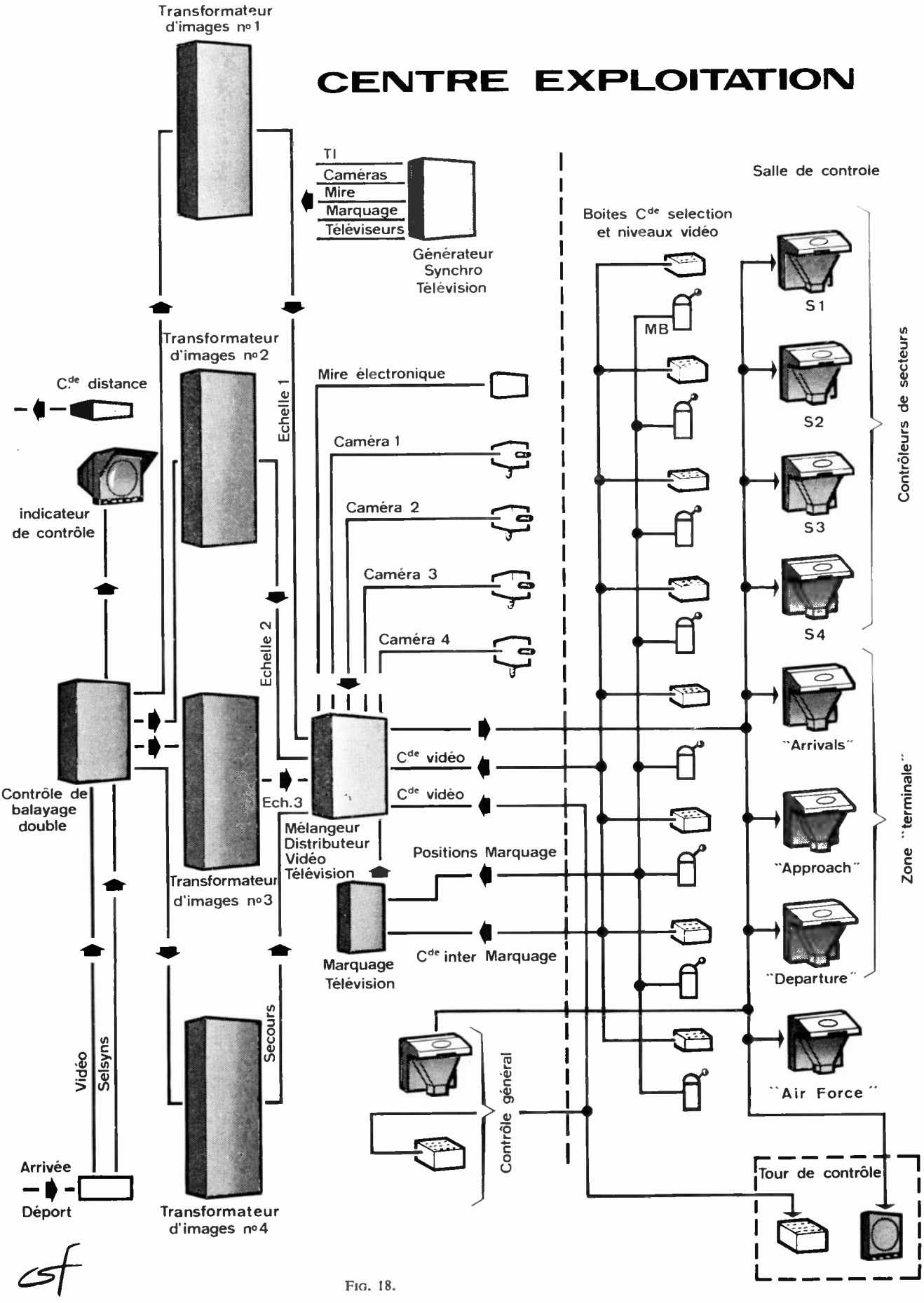

CENTRE EXPLOITATION
Transformateur d'images n° 1
TI
Caméras
Mire
Marquage
Téléviseurs
Générateur Synchro Télévision
Salle de controle
Boites C^de selection et niveaux vidéo
Transformateur d'images n° 2
C.^de distance
indicateur de contrôle
Echelle 1
Mire électronique
Caméra 1
Caméra 2
Caméra 3
Caméra 4
Echelle 2
MB
S1
S2
S3
S4
Contrôleurs de secteurs
Contrôle de balayage double
Ech.3
C^de vidéo
C^de vidéo
Mélangeur Distributeur Vidéo Télévision
Transformateur d'images n° 3
Positions Marquage
C^de inter Marquage
Marquage Télévision
"Arrivals"
"Approach"
"Departure"
"Air Force"
Zone "terminale"
Vidéo
Selsyns
Secours
Contrôle général
Arrivée
Déport
Transformateur d'images n° 4
Tour de contrôle

FIG. 18.

La vidéo-carte issue d'une caméra s'inscrit en négatif et ne surcharge pas l'écran.

2.2.1. *Procédure d'exploitation*

Elle est basée sur le radar. Nous prendrons en exemple celle appliquée à la station pilote de SYDNEY, rendue opérationnelle en 1965. Bien évidemment, en fonction des conditions locales d'exploitation, la procédure pourra différer dans les autres centres (fig. 18).

L'image télévision distribuée à chaque contrôleur est un mélange sélectable par clavier des informations issues d'un des quatre transformateurs d'image, d'une vidéo carte réalisée par caméra, d'une table de marquage, de symboles d'intermarquage et d'une mire de contrôle. Trois des transformateurs d'images sont exploités respectivement sur 40, 90 et 160 miles nautiques. Le quatrième est le secours instantané de l'un des trois autres.

La vidéo-carte et les symboles d'intermarquage sont engendrés côté télévision. La vidéo-carte, négative, apparaît en noir et ne perturbe pas les informations radar + symbole, brillantes.

Chaque contrôleur peut effectuer le repérage des pistes dont il a la charge au moyen de marqueurs plastiques disposés sur l'écran de télévision.

Les différentes images ainsi élaborées sont réparties sur les postes de la salle d'exploitation et de la tour de contrôle.

— Pour la salle d'exploitation (fig. 19 et 20) :

- un contrôleur et deux assistants radar, l'un « approche », l'autre « départ » (échelle 40 N.M.)
- un contrôleur et un assistant radar « arrivées » (échelle 90 N.M.)
- quatre contrôleurs et quatre assistants « secteurs » (échelle 160 N.M.)
- un contrôleur de l'Armée de l'Air et son assistant « radar » disposant par commutation des trois échelles
- un poste permettant l'examen de toutes les images élaborées.

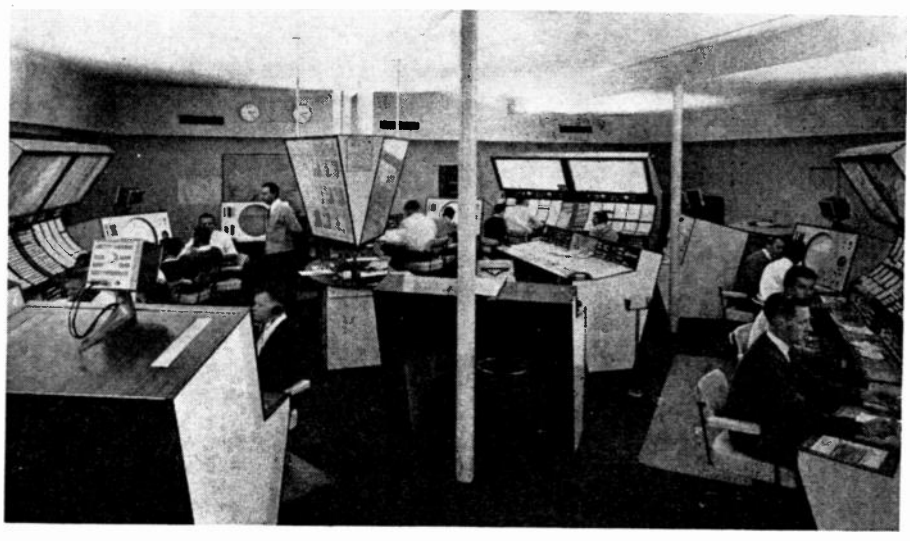


FIG. 19.

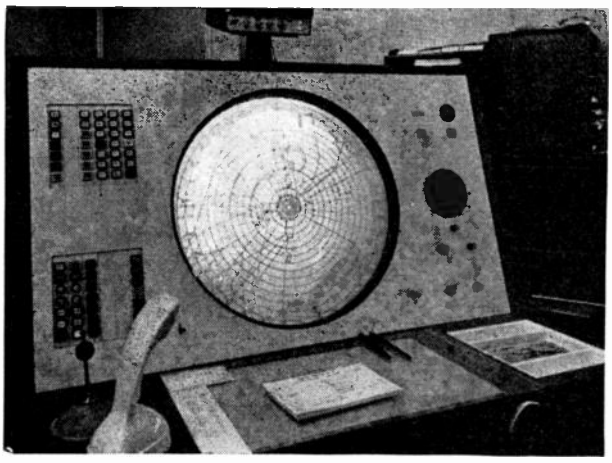


FIG. 20.

— Pour la tour de contrôle (fig. 20) :

- un contrôleur radar (échelle 40 N.M.) assisté d'un surveillant des mouvements au sol, d'un coordinateur du trafic et d'un préparateur des mouvements d'avion (flight data).

Le contrôle « approche-départ » autrefois dans la tour de contrôle est actuellement situé près du contrôle « arrivée ». Sa responsabilité s'étend sur une zone de 30 miles nautiques autour de l'aéroport. Il coordonne les départs avion en fonction des autorisations des contrôles de secteurs et du programme des arrivées.

Le contrôle d'aérodrome effectué par la tour est limité à la surveillance des avions au sol, à la préparation des plans de vol (flight data) et à la coordination du trafic au voisinage immédiat de l'aérodrome. Le transfert approche finale, aérodrome est effectué six à huit miles nautiques avant atterrissage.

Le contrôle départ est réalisé jusqu'au transfert après identification de l'avion, au contrôle de secteur c'est-à-dire le plus tôt possible à l'intérieur d'une zone de 40 miles nautiques.

Le regroupement des contrôleurs de procédure et des contrôleurs radar présente un avantage opérationnel certain. Ce mode d'exploitation possible en ambiance lumineuse normale a été réalisé grâce au système C.S.F. de transformation des images radar en image télévision.

Nous donnerons, en conclusion de cet exposé, l'opinion des exploitants de la première station australienne :

« Le centre met en œuvre des moyens de contrôle du trafic aérien comparables à ceux des installations les plus évoluées existant au monde ».

DISPOSITIF DE TRAITEMENT DE L'INFORMATION DONNANT LES PERFORMANCES OPTIMALES D'UN RADAR DOPPLER

PAR

J.M. COLIN

Laboratoire Central de Télécommunications

1. Introduction

Le Laboratoire Central de Télécommunications étudie et réalise depuis de nombreuses années des radars basés sur l'effet Doppler et destinés, en particulier, à la surveillance du sol [1].

Dans ces radars, l'association d'un émetteur cohérent à impulsions et d'un récepteur utilisant des portes de distance et des filtres Doppler permet d'obtenir un facteur de visibilité élevé, typiquement de l'ordre de 40 dB, et des portées sur objectifs mobiles au sol, de 30 km.

De tels équipements ont été réalisés et commercialisés tant en France qu'à l'étranger. Le présent article décrit un nouveau procédé de traitement du signal d'un radar Doppler utilisant des procédés numériques et qui est une approche du « filtre adapté ». Les avantages de ce dispositif sont essentiellement les suivants :

— amélioration de la sensibilité du récepteur,
— augmentation de la vitesse d'exploration,
— possibilité de mesurer la vitesse radiale de la cible,
— protection améliorée contre le brouillage.

En raison de ses caractéristiques intéressantes ce procédé sera vraisemblablement utilisé dans les prochaines générations de radars Doppler construits par le LCT.

2. Principe des radars cohérents à impulsions

Le radar cohérent à impulsions permet la détection efficace d'objectifs mobiles de faibles dimensions, superposés à des objectifs fixes de grande surface qui sont alors éliminés.

2. 1. Diagramme d'un radar cohérent a impulsions

Dans un radar cohérent à impulsions, la phase de l'onde haute fréquence émise est conservée par l'oscillateur de référence afin de la comparer à la phase de l'écho reçu. Le diagramme de base d'un tel radar est représenté sur la figure 1.

Si A est l'amplitude du signal reçu et φ sa différence de phase avec le maître oscillateur, la tension V de sortie du discriminateur de phase sera :

$$V = A \sin \varphi$$

L'écho provenant d'un objectif fixe présente une différence de phase constante avec l'impulsion émise, donnant un signal constant d'une impulsion à la suivante. Mais, si l'écho reçu correspond à une cible mobile, cette différence de phase sera différente pour

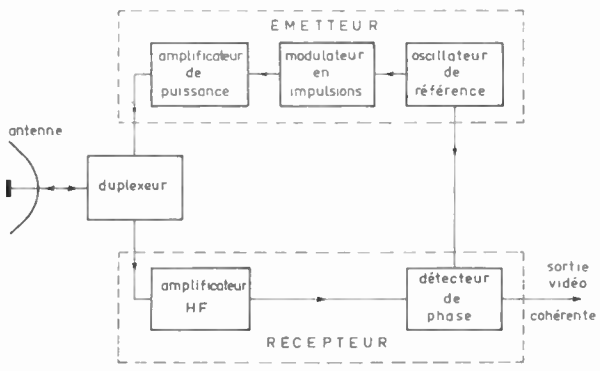


Fig. 1. — Diagramme de base d'un radar cohérent à impulsions

des impulsions successives, leur enveloppe constituant le signal Doppler.

Il est important de noter que le processus complet, depuis l'antenne jusqu'au signal à vidéo fréquence, est essentiellement linéaire et que l'information contenue dans l'impulsion reçue est conservée sans dégradation jusqu'au signal à vidéo fréquence. L'effet du récepteur cohérent est de transformer le spectre des signaux reçus (centré sur la fréquence de la porteuse) en un spectre centré sur la fréquence zéro.

Il faut aussi noter que l'amplificateur HF, représenté dans le récepteur sur la figure 1, peut être remplacé par un récepteur superhétérodyne, pourvu que le signal reçu et le signal de référence soient mélangés au même oscillateur local stabilisé. Cela permet de remplacer l'amplification HF par une amplification MF beaucoup plus aisée à obtenir mais le principe du fonctionnement n'en est pas changé.

2.2. Spectre de fréquence du signal reçu

Le spectre de l'écho provenant d'un objectif fixe est formé de raies espacées de la fréquence de répétition f_r. Une partie d'un tel spectre, centré autour de la fréquence porteuse f_0 est représentée en traits pleins sur la figure 2.

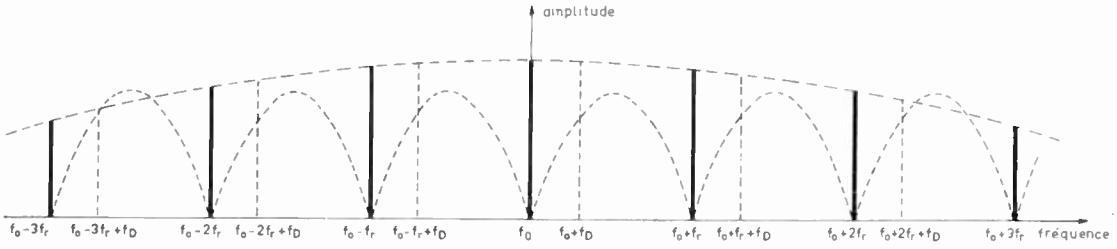


Fig. 2.

Mais le spectre d'un écho provenant d'un objectif mobile est déplacé de la fréquence Doppler f_D et donne des raies (représentées en tirets sur la figure 2), de fréquence :

$$f_0+f_D\pm nf_r$$

où n est un entier.

En général, le but est l'élimination des échos fixes et cela a d'abord été obtenu avec une ligne à retard qui donne une réponse en fréquence en :

$$\cos^2\frac{f}{f_r}$$

La courbe de réponse correspondante est représentée sur la figure 2.

Mais cela n'est vrai que si l'antenne du radar a une direction fixe. Si l'antenne tourne, comme c'est le cas dans un radar de surveillance, les raies du spectre sont élargies et leur largeur spectrale devient approximativement égale à l'inverse du temps pendant lequel le faisceau reste sur un objectif. Le spectre des échos reçus devient celui représenté sur la figure 3, en tenant compte de ce que les fréquences négatives et positives sont superposées à la sortie en vidéo fréquence.

Il apparaît immédiatement que le filtrage obtenu par une ligne à retard ne peut éliminer complètement les échos fixes. Une élimination bien meilleure peut, par contre, être obtenue avec un filtre de bande tel que celui représenté sur la figure 3 et ayant pour fréquences de coupure f_{min} et $f_r/2$. Il est aisé de voir que l'objectif mobile donnant une fréquence Doppler comprise entre nf_r+f_{min} et $(n+1)f_r-f_{min}$ donne un signal dans ce filtre, alors que les échos fixes sont éliminés.

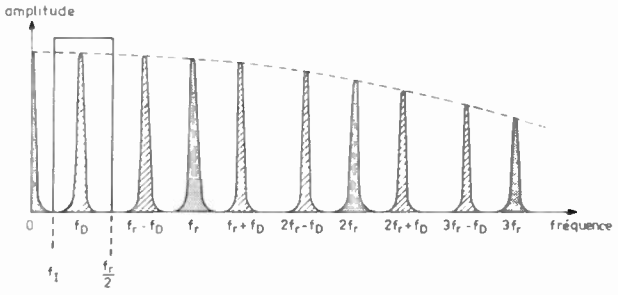


Fig. 3.

Mais cela ne s'applique qu'à un écho provenant d'un objectif déterminé. Il est par conséquent nécessaire de choisir un écho par une porte de distance avant d'effectuer le filtrage.

Pour détecter les échos dans toute l'échelle de distance du radar, il y a deux possibilités :

— utiliser un grand nombre de portes de distance côte à côte (généralement une centaine), jusqu'à la

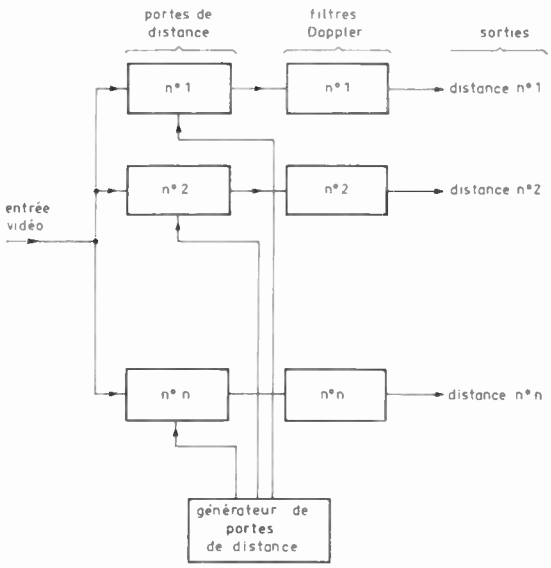


Fig. 4.

portée maximale du radar, chaque porte étant suivie par un filtre Doppler, comme il est indiqué sur la figure 4.

— utiliser un nombre de portes de distance plus petit (5 par exemple) et les déplacer lentement le long de l'échelle des distances.

Le premier procédé évite toute perte de vitesse d'information mais nécessite une multiplicité de filtres Doppler et de portes de distance.

Le deuxième système conduit à un radar plus simple, au détriment de la vitesse d'information puisque le faisceau doit demeurer sur l'objectif pendant le temps nécessaire aux portes de distance, pour explorer toute la portée. Cependant cette méthode est très utilisée, en particulier pour les radars de surveillance du sol où les objectifs sont généralement lents.

2.3. Evaluation du bruit

Le récepteur d'un radar cohérent tel que celui représenté sur la figure 1, étant linéaire de l'antenne jusqu'à la sortie vidéo fréquence, sa bande passante de bruit est celle du filtre Doppler.

Dans l'exemple de la figure 3, la bande passante de bruit vaut : $f_r/2 - f_{min}$, alors que la largeur de bande du signal est beaucoup plus faible. Cette dernière peut être rapidement évaluée. La vitesse de rotation de l'antenne doit être telle que le faisceau reste sur l'objectif un temps au moins égal à une période de la plus basse fréquence Doppler à détecter, c'est-à-dire au moins $1/f_{min}$. Donc, la largeur spectrale du signal reçu est environ $f_i = f_{min}$. En général, le rapport de la bande passante de bruit $\left(\frac{f_r}{2} - f_{min}\right)$ à la bande de signal (f_i) est compris entre 10 et 50 et, cela conduit évidemment à une perte de sensibilité dans le même rapport. La théorie de l'information montre que le meilleur rapport signal/bruit est obtenu quand la bande passante du récepteur est exactement égale à la largeur spectrale du signal reçu. Pour utiliser un tel filtre, il faudrait connaître a priori la fréquence Doppler, ce qui est évidemment impossible. Mais, il est toujours possible de mettre un grand nombre de filtres étroits ayant chacun une bande passante de l'ordre de f_i. A la sortie de chaque filtre, un seuil et un détecteur permettent alors de détecter la présence d'un écho. Un tel arrangement donne un radar pratiquement parfait en ce qui concerne la sensibilité et la vitesse d'information, mais il comporte un très grand nombre d'éléments, en particulier une double multiplicité de filtres Doppler.

Pour un radar classique, le nombre n de portes de distance doit être de l'ordre de 100, et le nombre m de filtres Doppler élémentaires d'au moins 10, ce qui conduit à une batterie de 1 000 filtres Doppler.

Le but du système décrit ci-dessous est d'éviter cette multiplicité de filtres Doppler tout en conservant les performances du radar.

3. Principe du système proposé

Les signaux à vidéo fréquence provenant des sondages successifs du radar sont enregistrés ligne par ligne dans

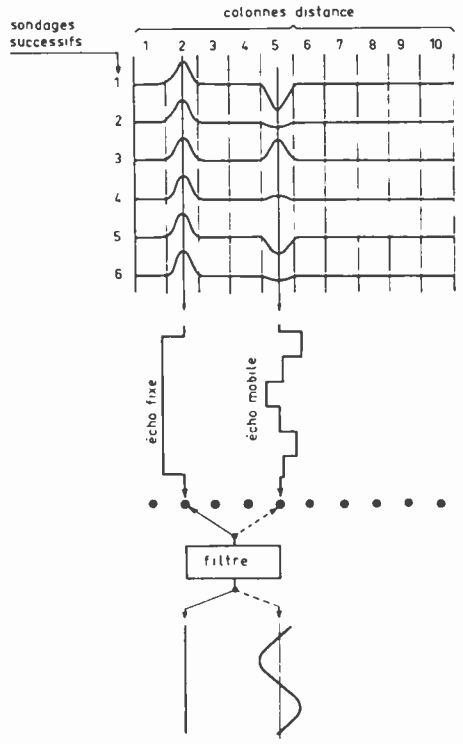


Fig. 5.

une mémoire, comme indiqué sur la figure 5. Six sondages sont représentés, comportant chacun deux échos, l'un dans la tranche de distance n° 2, (écho fixe), l'autre dans la tranche de distance n° 5 (écho mobile).

Une fois l'enregistrement terminé, les colonnes sont lues successivement. Chaque lecture donne ainsi l'histoire de l'écho provenant d'une distance donnée et les lectures successives peuvent être dirigées séquentiellement vers la batterie de filtres Doppler.

Il est possible de n'utiliser qu'une seule batterie de filtres, de seuils et de détecteurs, les différents éléments de distance étant analysés successivement. Le fonctionnement parallèle de la multiplicité de portes de distance (décrit dans le paragraphe 1.3) est remplacé par un fonctionnement série.

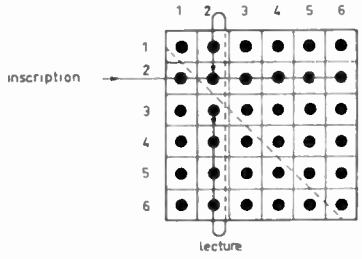
Le nombre n de colonnes de distance est défini par la résolution du radar et le nombre p de sondages à enregistrer doit être tel qu'au moins une période de la plus basse fréquence Doppler à détecter f_{min} soit enregistrée. Si f_r est la fréquence de répétition, le nombre minimal P_{min} de sondages enregistrés est :

$$P_{min} = \frac{f_r}{f_{min}}$$

Le temps de lecture d'une colonne est complètement indépendant de celui nécessaire à l'enregistrement. Il est ainsi possible de choisir la vitesse de lecture et, dans de nombreux cas, la lecture d'une colonne peut prendre place durant le temps mort séparant un sondage du suivant. Ainsi, le temps nécessaire à la lecture de la mémoire peut être pris égal ou inférieur à celui de l'enregistrement.

Il est possible d'utiliser deux mémoires, l'une étant enregistrée pendant que l'autre est lue, ou une organi-

sation séquentielle des inscriptions et des lectures, permettant un écoulement continu d'informations avec une seule mémoire, ainsi qu'il est indiqué sur la figure 6.



temps n°	inscription sur ligne n°	lecture sur colonne n°	lecture à partir de la ligne n°
1	1		
2		1	2
3	2		
4		2	3
5	3		
6		3	4
7	4		
8		4	5
9	5		
10		5	6
11	6		
12		6	1

FIG. 6.

Jusqu'à présent, l'effet des transitoires au début et à la fin d'une lecture a été négligé. Si le dispositif doit avoir un haut degré d'élimination des échos fixes, il est important d'éviter l'élargissement du spectre dû à l'établissement brusque du signal dans un filtre Doppler (voir fig. 5).

Par conséquent, il est nécessaire d'adoucir le signal provenant de la mémoire et on peut montrer que le meilleur procédé consiste à multiplier le signal par une fonction Gaussienne du temps, comme indiqué sur la figure 7.

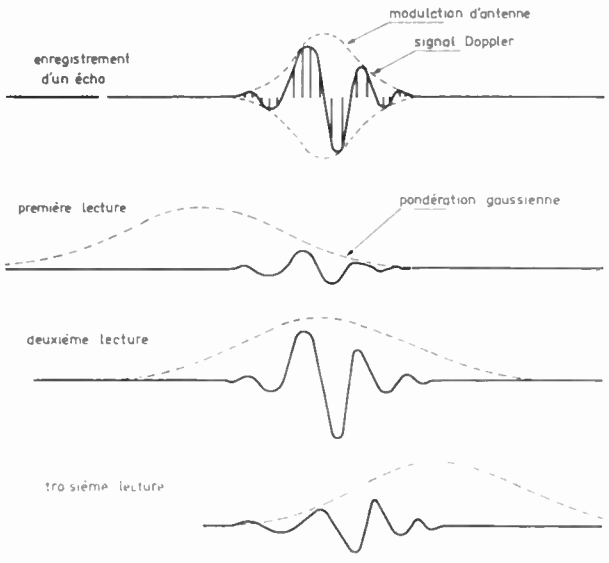


FIG. 7.

Le début et la fin de la lecture de chaque colonne sont considérablement atténués, ce qui permet d'éviter l'excitation par choc des filtres Doppler, mais conduit aussi à perdre environ la moitié de l'information.

Pour supprimer cet inconvénient, il est nécessaire de lire deux fois chaque information, ce qui s'obtient en enregistrant un nombre de lignes double de ce qui serait théoriquement suffisant et de lire comme il est indiqué sur la figure 7.

4. Réalisation pratique

Les radars de surveillance modernes opérant en présence d'un niveau élevé d'échos fixes ont une gamme dynamique supérieure à 40 dB, ce qui est nécessaire pour détecter les échos mobiles superposés à des échos fixes supérieurs de 40 dB. Il faut donc conserver jusqu'au dernier détecteur cette gamme dynamique dans le dispositif. Les mémoires analogiques ont, jusqu'à présent, des gammes dynamiques de l'ordre de 30 dB et, par conséquent, sont insuffisantes. Il faut donc, en pratique, enregistrer l'information sous forme numérique.

Pour ce faire, le signal de sortie du détecteur cohérent doit être échantillonné à chaque intervalle élémentaire de distance, puis codé. Pour éviter toute perte d'information, le codeur doit avoir 512 niveaux (9 bits), ce qui donne théoriquement une gamme dynamique de 56 dB, le codeur doit, de plus, effectuer un codage pendant la durée d'un intervalle élémentaire de distance, dont la valeur typique est de 1 μs.

Le signal ainsi obtenu sous forme numérique peut être enregistré dans une mémoire magnétique et extrait par les moyens usuels. La mémoire est lue suivant la figure 7 et le résultat alimente le décodeur. La pondération Gaussienne peut être obtenue de diverses manières une des plus simples étant d'alimenter le décodeur avec un signal en forme de courbe de Gauss.

Le signal analogique provenant du décodeur est envoyé à la batterie de filtres Doppler, chaque filtre étant suivi par un seuil et un détecteur.

Le diagramme d'ensemble du système est indiqué sur la figure 8.

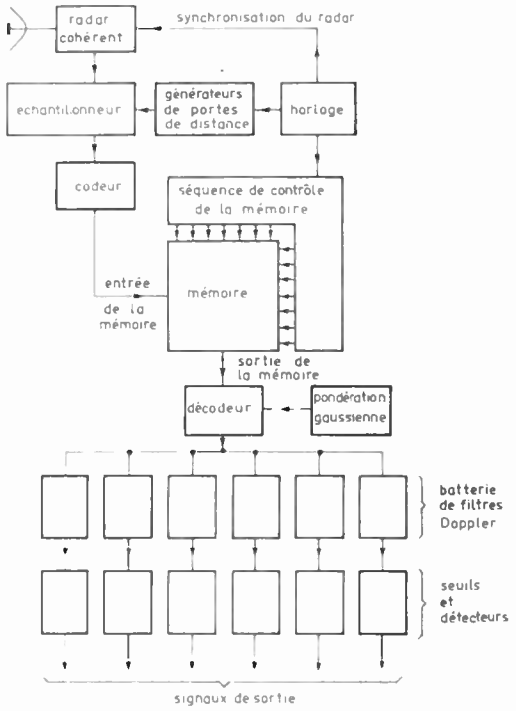


FIG. 8.

Du fait de l'existence de seuils, les signaux de sortie peuvent être ajoutés pour former une sortie commune, sans que les puissances moyennes de bruit provenant des différents filtres Doppler s'additionnent. Seules s'ajoutent alors les probabilités de fausse alarme, c'est-à-dire de dépassement du seuil par une impulsion de bruit. Chaque canal correspond à une gamme de vitesse radiale de l'objectif et la sortie de chaque filtre peut actionner un indicateur de vitesse.

Quand un signal apparaît à la sortie du système, la distance correspondante est donnée par le numéro de la colonne qui vient d'être lue et qu'indique le circuit de séquence de la mémoire. Les signaux de sortie peuvent donc être affichés sur un oscilloscope.

Les informations : gisement, distance et vitesse radiale de l'objectif, peuvent également être envoyées à un calculateur central.

Il faut remarquer que les procédés décrits, éliminant tous les échos provenant d'objectifs dont la vitesse radiale est inférieure à une limite donnée, évitent la surcharge du calculateur et donnent une présentation particulièrement claire sur un oscilloscope.

5. Applications aux radars de surveillance

5.1. Généralités

Dans le procédé décrit ci-dessus, une intégration cohérente des échos reçus d'un objectif donné, est obtenue à l'aide de filtres Döppler adaptés au signal. La bande passante de ces filtres dépend directement du temps de passage de l'antenne sur l'objectif : plus ce temps est long et plus la largeur de bande du signal est faible.

En d'autres termes, plus l'exploration en gisement est lente et plus la sensibilité du récepteur est grande. Le dispositif de traitement des informations Doppler permet d'obtenir le produit maximal vitesse d'information × sensibilité.

L'amélioration du rapport signal/bruit peut s'accompagner d'une augmentation du taux d'élimination des échos fixes. En effet, le facteur limitatif du taux d'élimination est principalement la stabilité de l'oscillateur de référence et le bruit de phase de l'amplificateur de puissance et du récepteur.

Dans la plupart des cas, les variations de phase sont dues à une modulation par un bruit blanc. L'utilisation de filtres Doppler à bande passante plus étroite réduira alors le bruit de phase dans les mêmes proportions que le bruit d'amplitude du récepteur. Le taux d'élimination des échos fixes devrait donc être augmenté dans le même rapport que la sensibilité.

Pour les radars de surveillance aérienne, le choix se portera sur une vitesse élevée de rotation d'antenne, avec un petit nombre de filtres Doppler et une fréquence Doppler minimale élevée.

Au contraire, la recherche d'objectifs lents, piétons par exemple, conduit à choisir un balayage lent du secteur à surveiller et une grande sensibilité.

5.2. Caractéristiques de la maquette d'essais

La maquette réalisée à LCT a été volontairement simplifiée, le but poursuivi étant de faire la preuve de la validité du principe plutôt que d'obtenir les performances maximales. Ainsi la capacité de la mémoire à tores a été limitée à 8 000 mots de 9 bits, 48 000 mots étant nécessaires pour obtenir la sensibilité maximale.

Néanmoins, avec un radar de surveillance du sol [1], les gains en vitesse d'information et en sensibilité sont notables par rapport au procédé d'analyse par créneaux défilants, actuellement utilisé.

L'emploi de vingt filtres Doppler permet un gain en sensibilité de 13 dB et l'affichage de la vitesse radiale des cibles détectées.

En distance, 64 portes de 160 m chacune assurent la surveillance d'une zone de 10 km de profondeur. Dans le cas d'une antenne ayant un diagramme de rayonnement dont la largeur à 3 dB est de 1,4°, le temps nécessaire pour explorer une zone de 180° d'ouverture est de 4 s, valeur qu'il convient de comparer aux 22 s qui étaient nécessaires dans le cas de cinq créneaux défilants [1].

6. Conclusion

Le procédé décrit ci-dessus, développé à partir d'une idée originale de Monsieur Albagli, Ingénieur en Chef du Génie Maritime, est une réalisation relativement simple du filtre adapté qui permet d'espérer une notable amélioration des radars de surveillance du sol.

Une maquette probatoire complète a été construite dans le cadre d'un contrat de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais et sur crédits internes, et les mesures faites en laboratoire ont permis de confirmer les résultats théoriques. Des essais sur le terrain seront effectués prochainement avec des radars de surveillance du sol afin d'évaluer complètement les avantages du procédé.

Il est important de noter que l'emploi de ce dispositif n'est pas limité au cas des radars de surveillance du sol mais peut être étendu à celui des radars Doppler modernes destinés à la surveillance aérienne dans lesquels la sensibilité et la vitesse d'information sont de première importance.

***

Cette étude a été grandement facilitée par la coopération de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais et de la Section d'Etudes et de Fabrication des Télécommunications.

Présentant le travail de toute une équipe d'ingénieurs et techniciens de LCT, l'auteur leur exprime ses vifs remerciements.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Van den Broek G. — Le radar SDS, radar de surveillance destiné à la détection des objectifs mobiles au sol. *L'Onde Electrique*, octobre 1964, pages 1032 à 1036.

DÉTECTION ET DÉFENSE BASSE ALTITUDE

PAR

Y. FOUCHÉ, H. LE TACON et J. VILLEPELET
Division S.R.E. de la CFTH-HB

1. Introduction

Pour un avion ou un groupe d'avions, une tactique efficace consiste à se rapprocher de l'objectif à attaquer, en suivant à très basse altitude une route utilisant, si possible, les masques naturels environnants, de manière à rester indétectable le plus longtemps possible.

Par temps clair, un avion moderne peut actuellement effectuer une approche de l'objectif à une altitude de l'ordre de 100 m et avec une vitesse voisine de celle du son. On peut penser que, dans un avenir relativement proche, ce type d'attaque sera également possible par tous temps à l'aide de systèmes de navigation automatique permettant le pilotage sans visibilité de l'avion à l'altitude minimale possible.

Cette tactique permet donc à l'avion attaquant de ne pénétrer dans le domaine de détection du système de défense qu'à une distance proche de l'objectif. Cette distance peut être de l'ordre de 10 km lorsque l'avion peut s'aider des masques naturels proches ; elle peut atteindre et dépasser 30 km lorsque le système de défense bénéficie d'un site permettant l'installation des radars de veille sur des points hauts ; généralement, cette distance ne dépasse pas 20 km.

Il en résulte que le temps mis par l'avion pour parcourir la distance qui sépare son point de démasquage de l'objectif à attaquer est, dans la plupart des cas, compris entre 30 et 60 s.

Vis-à-vis de ce type d'attaque, un système d'armes de défense ne peut être efficace que dans la mesure où il a un temps de réaction très court, c'est-à-dire que le temps qui sépare la première détection du déclenchement du tir est de l'ordre d'une dizaine de secondes.

C'est en partant de cet objectif que CFTH-HB*, aidée de l'Officine GALILEO**, a conçu et réalisé le système de conduite de tir ELDORADO qui utilise le radar Pulse Doppler MIRADOR comme radar de surveillance.

2. Système de conduite de tir Eldorado

Dans sa conception de base, cet équipement est destiné à la conduite de tir rapproché sur avions d'assaut et de bombardement à basse altitude. C'est essen-

FIG. 1. — Système de conduite de tir Eldorado.

(*) Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOCTHKISS-BRANDT Groupe Electronique Division SRE 1, rue des Mathurins, Bagneux, France.

(**) Officine GALILEO S.p.A,44 via Carlo Bini, Florence, Italie.

tiellement un équipement de proximité d'unité combattante.

Il se compose des sous-ensembles suivants :

— du radar doppler de surveillance MIRADOR,
— d'un extracteur,
— du radar de poursuite ELDORADO,
— d'un bloc optique et de son conjugateur,
— d'une caméra et d'un récepteur de télévision,
— des calculateurs de régénération de pointage et des calculateurs de balistique.

En phase transport, ces sous-ensembles sont contenus dans une remorque légère tractable par jeep (fig. 1).

En campagne, ces sous-ensembles restent en remorque opérationnelle sauf l'aérien et le container émetteur du MIRADOR (fig. 2).

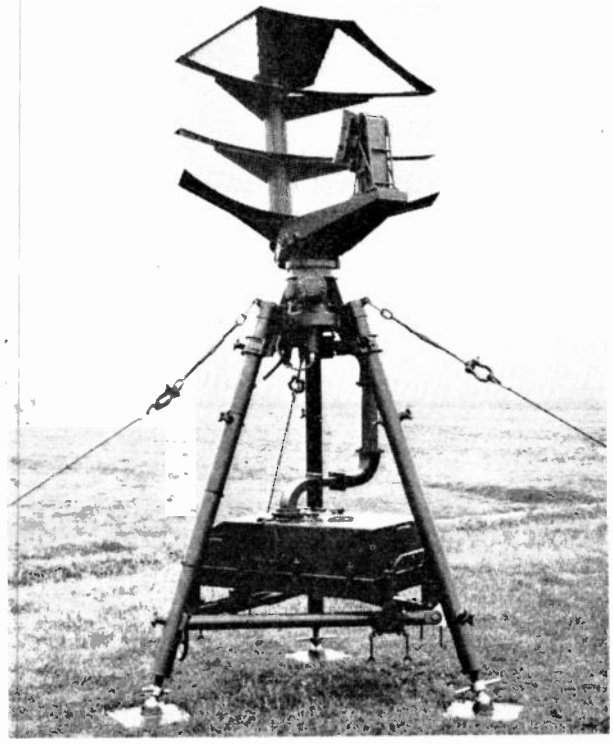


FIG. 2. — Radar de surveillance Mirador aérien et container émetteur.

Toutes les opérations sont concentrées entre les mains d'un seul opérateur qui est installé dans la remorque devant le pupitre opérationnel (fig. 3).

Le radar de surveillance Pulse Doppler MIRADOR fonctionne en bande S. Il possède à la fois un grand taux de visibilité (de l'ordre de 50 dB) et une cadence élevée de renouvellement des informations (1/s).

En présence d'un clutter de sol important, ce radar est capable de détecter en 2 s une cible de 1 m² qui se démasque avec une vitesse radiale comprise entre 40 et 350 m/s à l'intérieur du domaine de détection suivant :

— azimut : 0 à 360°

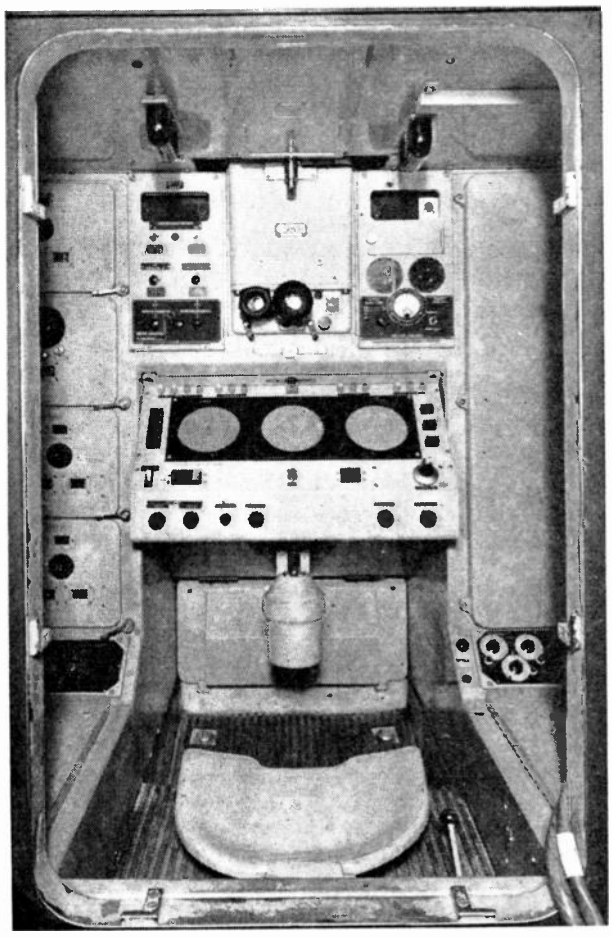


FIG. 3. — Pupitre opérationnel installé dans la remorque du système Eldorado.

— distance maximale : 15 km
— altitude maximale : 2 500 m
— site maximal : 20°

La portée maximale du radar sans ambiguïté est de 20 km, sa portée minimale de 2 km.

Une boucle de poursuite sur information discontinue, initiée par l'opérateur, extrait du MIRADOR l'azimut et la distance de la cible.

Ces deux informations servent à piloter le radar de poursuite pendant sa phase d'accrochage et à limiter ainsi la recherche du radar à la seule coordonnée site.

Le radar de poursuite ELDORADO est un radar à balayage mécanique fonctionnant en bande X.

Le principe du balayage conique a été retenu de préférence à une solution monopulse pour des raisons de poids et de prix. La fréquence du balayage conique est suffisamment élevée pour que les bruits de cible soient sans influence sur les qualités de la poursuite.

Les servomécanismes de la tourelle permettent le ralliement de l'aérien radar sur l'azimut désigné par le radar de veille, en moins de 1,5 s.

Sur le tableau 1, on trouvera les caractéristiques générales de l'ELDORADO.

Un calculateur de régénération de pointage, du type analogique, assure le pilotage du radar en azimut et en élévation pendant la phase de poursuite. Il

TABLEAU I

Caractéristiques principales du radar de poursuite ELDORADO

AÉRIEN		EMETTEUR	
- Largeur de faisceau à 3 dB	1,9°	- Puissance crête	40 kW
- Gain	36,5 dB	- Fréquence de répétition	2000 Hz
- Lobes latéraux	—20 dB	- Largeur d'impulsion	0,3 µs
- Fréquence balayage conique	145 Hz	RÉCEPTEUR	
- Niveau de recoupement	1,2 dB	- Facteur de bruit	9 dB
TOURELLE		- Bande passante	3,8 MHz
- Site : vitesse max	1,5 rad/s	- Dynamique	90 dB
accélération max	3 rad/s²	PRÉCISION DE POURSUITE	1 m rad
- Gisement : vitesse max	2,5 rad/s		
accélération max	10 rad/s²		

permet d'obtenir une poursuite filtrée, dépourvue d'erreur dynamique.

L'opérateur a la possibilité de contrôler par temps clair la précision de la poursuite à l'aide d'une caméra de télévision solidaire de l'aérien radar et d'un récepteur installé sur le pupitre opérationnel. Lorsque cette précision est trop dégradée, par suite de la présence de nombreux signaux parasites ou des réflexions sur le sol, l'opérateur peut utiliser le bloc optique pour effectuer une poursuite régénérée de la cible.

Deux calculateurs de balistique, également du type analogique, sont destinés à fournir, d'une façon continue, les données précises de pointage à deux batteries de canons.

L'extrapolation est normalement effectuée dans l'hypothèse d'un vol rectiligne à vitesse constante. Le calcul suppose un temps de parcours de l'obus qui est fonction du calibre de l'arme utilisée.

3. Temps de réaction du système

Toutes les opérations sont concentrées entre les mains d'un seul opérateur qui est installé dans la remorque devant le pupitre opérationnel (fig. 3).

Sur ce pupitre, on trouve :

— l'indicateur panoramique du MIRADOR,

— un indicateur type A à double trace destiné à l'acquisition en distance de la cible,

— l'écran du récepteur de télévision destiné à apprécier la qualité de la poursuite à site bas.

— le viseur du bloc optique.

En période de veille, l'opérateur surveille l'indicateur panoramique sur lequel apparaît très peu d'échos fixes résiduels ou de fausses alarmes par suite du taux de visibilité élevé du MIRADOR.

Dès qu'il voit apparaître un écho sur l'écran de l'indicateur, écho qu'il peut identifier grâce à une écoute de la fréquence doppler de la cible, l'opérateur positionne un marqueur dans la même couronne-distance que celle de l'écho et rallie une alidade électronique sur l'azimut de l'écho.

L'alidade une fois ralliée, la boucle d'extraction s'initie automatiquement.

La distance désignée fournie par la boucle de poursuite est utilisée pour positionner une loupe de 3 km qui correspond à l'une des traces de l'indicateur type A, l'autre trace représentant la totalité du domaine de détection en distance de l'ELDORADO, c'est-à-dire 20 km.

L'azimut désignée sert à orienter, en direction de la cible, la tourelle de l'ELDORADO pendant sa phase d'accrochage.

L'opérateur, à l'aide d'une commande augmente progressivement le site de l'aérien radar, tout en surveillant la loupe distance. Dès que l'écho apparaît sur cette loupe, il arrête la recherche manuelle en site et laisse l'ELDORADO poursuivre automatiquement la cible.

L'opérateur peut, lorsque la visibilité est suffisante, contrôler la qualité de la poursuite, une fois celle-ci accrochée, sur l'écran du récepteur de télévision qui correspond au champ de vision de l'objectif d'une caméra dont l'axe optique est parallèle à l'axe de l'aérien radar.

Le temps de réaction du système est, par définition, la somme des trois temps suivants :

— le temps t_1 qui s'écoule entre le moment où la cible s'est suffisamment démasquée pour qu'il existe plusieurs plots consécutifs et le moment où la boucle d'extraction est initiée,

— le temps t_2 qui s'écoule entre l'initiation de la boucle de poursuite et l'accrochage du radar de poursuite,

— le temps t_3 nécessaire à la stabilisation de la poursuite et au calcul de balistique.

Le temps t_1 varie entre 2 et 3 s. Il est très faible par suite du très petit nombre de faux plots visibles sur l'indicateur panoramique.

Le temps t_2 est en moyenne de 4 à 5 s ; l'expérience montre que l'utilisation de la loupe-distance asservie à la distance désignée permet à l'opérateur de distinguer rapidement l'écho parmi les parasites venant du sol et, de ce fait, de provoquer, en une fraction de seconde, l'accrochage du radar.

Le temps t_3 est de l'ordre de 1 s. Il est faible par le fait qu'au moment de l'accrochage du radar de poursuite, les calculateurs de balistique ont une certaine connaissance de la position et de la valeur de la cible par l'intermédiaire de la boucle d'extraction.

On obtient donc un temps de réaction total compris entre 7 et 9 s qui permet au système ELDORADO d'être efficace contre les cibles rapides se démasquant à quelques kilomètres seulement de la batterie.

4. Principe de l'élimination des échos fixes par effet Doppler

L'efficacité d'un système d'Armes de défense contre des cibles volant à basse altitude dépend, en grande partie, des qualités de son radar de surveillance.

Il est nécessaire que ce radar soit apte à détecter des cibles de faible surface apparente dans un clutter important, tout en éliminant suffisamment ce dernier pour que l'opérateur ne soit pas gêné par l'existence des faux plots résiduels.

Cette qualité ne peut pas être obtenue à l'aide d'une technique classique, elle nécessite l'utilisation d'une technique Doppler.

4.1. Effet doppler

Un radar Doppler est un appareil qui mesure la variation en fonction du temps du déphasage $\Delta\varphi$ entre le signal radioélectrique et le signal réfléchi par la cible, déphasage qui est égal à :

$$\Delta\varphi = 4\pi \frac{D_0 + vt}{\lambda} \qquad (1)$$

où D_0 est la distance initiale de la cible, v sa vitesse radiale et λ la longueur d'onde.

Lorsque la cible est immobile ou sans vitesse radiale, le déphasage reste fixe et cette condition, bien utilisée, suffit à l'élimination des échos correspondants appelés « échos fixes ».

Lorsque la cible se déplace, le déphasage $\Delta\varphi$ varie et cette variation se traduit par une modification de la fréquence apparente du signal réfléchi. Ce glissement de fréquence, ou fréquence Doppler de la cible, est égal à :

$$f_D = \frac{1}{2\pi}\frac{d\Delta\varphi}{dt} = \frac{2v}{\lambda} \qquad (2)$$

Cette fréquence Doppler est positive lorsque la cible s'éloigne et négative lorsqu'elle se rapproche ; elle est toujours très petite vis-à-vis de la largeur du spectre des impulsions habituellement émises par un radar ; elle est, par exemple, de 6 kHz pour une vitesse radiale de 300 m/s et une longueur d'onde de 10 cm.

La précision avec laquelle il est possible de déterminer cette fréquence Doppler est fonction du temps de mesure.

Lorsque le radar utilise un aérien en rotation ce temps est au maximum égal au temps d'illumination de la cible.

4.2. Principe du radar continu

Le radar continu est le radar Doppler dont le principe est le plus simple. Ce radar utilise un émetteur très stable qui délivre une onde entretenue de fréquence F_0 fixe. Cette onde est émise par un aérien d'émission et, après réflexion sur la cible, elle est captée par un second aérien de manière à faciliter le problème du découplage entre émission et réception.

Dans l'hypothèse de deux aériens identiques à section rectangulaire et uniformément éclairée, le signal capté par le radar après réflexion sur une cible est de la forme :

$$S(t) = A\left[\frac{\sin \pi \frac{D}{\lambda} 2\pi Nt}{\pi \frac{D}{\lambda} 2\pi Nt}\right]^2 e^{-2\pi j(F_0 + f_D)t} \qquad (3)$$

où t est le temps courant, D l'envergure de chacun des aériens et N leur vitesse de rotation en nombre de tours par seconde.

On montre que ce signal a un spectre de fréquence triangulaire $S(f)$ centré sur la fréquence apparente $F_0 + f_D$, la demi-largeur de ce spectre étant égale à l'inverse du temps d'éclairement de la cible, c'est-à-dire à :

$$\Delta f = \frac{1}{T_e} = \frac{2\pi DN}{\lambda} \qquad (4)$$

On voit sur la figure 4 qu'il est possible, par filtrage, de séparer un écho fixe d'un écho mobile à la condition que ce dernier ait une fréquence Doppler supérieure à $2\,\Delta F$ ou, ce qui revient au même, une vitesse radiale v plus grande que $2\pi DN$.

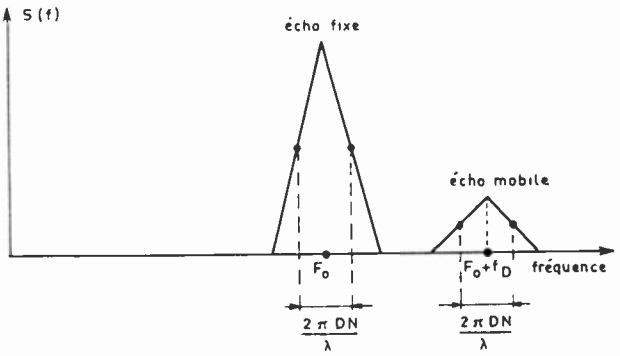


Fig. 4. — Radar continu. Spectres de fréquence d'un écho mobile et d'un écho fixe.

Cette séparation peut être théoriquement parfaite puisque le spectre du signal reçu est borné en fréquence. Cette propriété très importante est liée au fait que ce signal a pour enveloppe le carré du diagramme de rayonnement de l'aérien et que ce diagramme est la transformée de Fourrier de la loi d'éclairement qui est elle-même bornée. Cette propriété signifie que la loi de pondération du signal reçu par la rotation de l'aérien est l'une des meilleures qui soit.

Le récepteur d'un radar continu effectue une démodulation du signal reçu préalablement amplifié par une fraction du signal d'émission, puis il sépare les échos mobiles des échos fixes par l'intermédiaire d'une batterie de filtres dont la largeur de bande, toujours supérieure à Δf, définit le pouvoir séparateur en vitesse du radar.

Par suite de la superposition dans le récepteur du signal utile, des signaux parasites des distances proches et de la fuite inévitable d'émission, un radar continu doit avoir un taux de visibilité très important qui suppose une stabilité difficile à atteindre et à conserver. D'autre part, ce type de radar a le grave inconvénient de ne pas donner naturellement la distance de la cible. Pour ces raisons, il est peu utilisé au profit du radar « Pulse Doppler ».

4.3. Principe du radar « pulse doppler »

Un radar « Pulse Doppler » émet des impulsions de durée τ avec une fréquence de récurrence F_R géné-

ralement fixe. Il est conçu de telle manière que le signal reçu après réflexion sur une cible a les mêmes propriétés spectrales que celles du signal défini par la relation (3), échantillonné par les impulsions radar.

On montre, dans ces conditions, que le signal reçu a pour spectre de fréquence une suite de pseudo-raies régulièrement espacées de F_R et ayant pour enveloppe le spectre de l'impulsion d'échantillonnage de largeur τ. Chaque pseudo-raie a une forme triangulaire et une largeur $2\,\Delta f$ définie par la relation (4).

La figure 5 montre qu'il est possible de séparer par filtrage un écho mobile d'un écho fixe, lorsque sa fréquence Doppler satisfait à l'inégalité :

$$kF_R+2\Delta f\leqslant f_D\leqslant(k+1)F_R-2\Delta f \qquad (5)$$

où k est un nombre entier quelconque positif ou négatif.

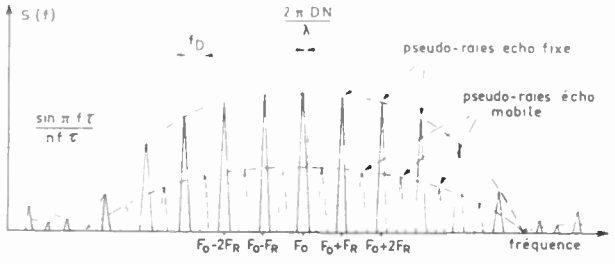


FIG. 5. — Radar Pulse Doppler. Spectres de fréquence d'un écho mobile et d'un écho fixe.

Lorsque la fréquence Doppler de la cible ne satisfait pas à cette inégalité, la cible est éliminée au même titre que l'écho fixe ; on dit que sa vitesse correspond à une zone de vitesse aveugle du radar.

Le domaine de détection sans ambiguïté d'un radar « Pulse Doppler » se détermine en posant $k = 0$ dans l'inégalité (5).

On sait que :

— la distance maximale de détection sans ambiguïté D_{max} d'un radar à impulsion est liée à la fréquence de répétition par la relation :

$$D_{max}=\frac{C}{2F_R}$$

— la vitesse maximale de détection sans ambiguïté v_{max} est égale, d'après (5), à :

$$v_{max}=\frac{\lambda}{2}[F_R-2\Delta f]$$

En éliminant F_R entre ces deux équations, on obtient la relation :

$$D_{max}\,[v_{max}+\lambda\Delta f]=\frac{c\lambda}{4} \qquad (6)$$

qui définit le domaine de détection cherché.

Lorsqu'il est impossible de faire cadrer le domaine D_{max}, v_{max} avec le domaine de détection opérationnel du système d'armes, il existe forcément dans ce dernier domaine :

— des zones aveugles en distance ou en vitesse qui réduisent la probabilité de détection du radar,

— des ambiguïtés en distance ou en vitesse qui proviennent du fait que le radar confond entre elles des distances écartées de $kc/2F_R$ et des vitesses espacées de $k\,\frac{\lambda F_R}{2}$, où k est un nombre entier quelconque.

Dans le but de pallier cet inconvénient, on a cherché par une modulation de la période de répétition du radar, soit à déplacer continuellement les zones aveugles, soit à les diffuser sur la totalité du domaine de détection. Ces procédés ont pour effet de compliquer rapidement le matériel. et généralement de réduire le taux de visibilité du radar. Il est donc préférable d'en éviter l'utilisation lorsque cela est possible.

Un radar « Pulse Doppler » se compose d'un émetteur-récepteur et d'un ensemble de filtrage Doppler.

Sur la figure 6, on trouvera le principe des émetteurs les plus usités :

— le premier, figure 6*A*, utilise comme référence un oscillateur très stable (Stalo) qui définit la fréquence porteuse des impulsions émises et fournit l'oscillation locale qui sert, après réflexion sur la cible, à les démoduler.

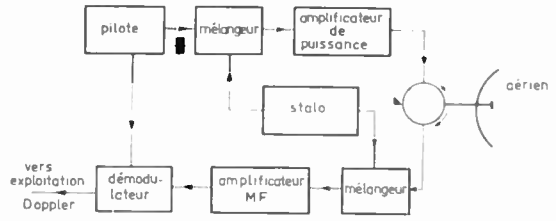


FIG. 6*A*. — Emetteur-récepteur Pulse Doppler utilisant comme référence un oscillateur très stable (stalo).

— le second, figure 6*B*, utilise l'émetteur à magnétron d'un radar classique ; les impulsions émises cohèrent en phase toutes les périodes de répétition, un oscillateur (coho) qui permet, par démodulation avec le signal reçu, de mettre en évidence le déphasage $\Delta\varphi$ défini par la relation (1).

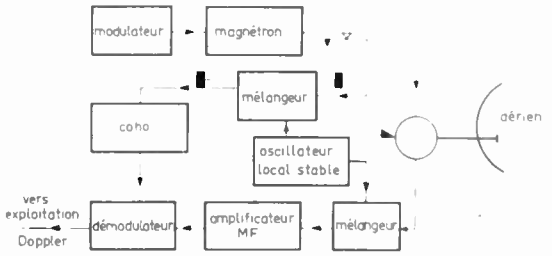


FIG. 6*B*. — Emetteur-récepteur Pulse Doppler à magnétron et à oscillateur cohéré (coho).

Figure 7 on trouvera le principe des deux ensembles de filtrage Doppler les plus connus :

— le premier, figure 7*A*, est basé sur le fait qu'à un écho fixe correspond un déphasage $\Delta\varphi$ constant. Il

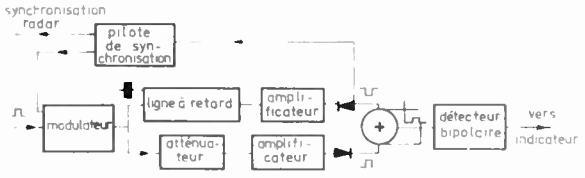


FIG. 7A. — Dispositif d'élimination d'écho fixe à simple annulation.

obtient une annulation de ce type d'échos, par une mise en opposition à l'aide d'une ou deux lignes à retard, des signaux captés pendant deux ou trois périodes de répétition successives.

Ce premier ensemble se comporte comme un filtre réjecteur en peigne. La fonction de transfert est égale à :

$$Z(f) = \left| \sin p\left(\pi \frac{f}{f_R}\right) \right| \qquad (7)$$

avec $p = 1$ pour un dispositif à simple annulation (une seule ligne à retard) et $p = 2$ pour un dispositif à double annulation.

— le second, figure 7*B*, consiste à découper la période de répétition en une suite d'intervalles de temps de l'ordre de grandeur de la largeur d'impulsion τ et à placer derrière chaque porte un filtre réjecteur passif suivi d'une batterie de filtre Doppler.

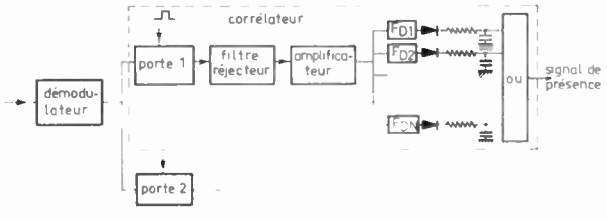


FIG. 7*B*. — Corrélateur distance.

L'ensemble formé par une porte, le filtre réjecteur et la batterie de filtres Doppler constitue un corrélateur comparant la distance de la cible avec celle qui est définie par l'impulsion que commande l'ouverture de la porte.

4.4. TAUX DE VISIBILITÉ D'UN RADAR PULSE DOPPLER

On appelle taux de visibilité le rapport maximal qui peut exister à l'entrée du récepteur entre le niveau d'un écho fixe et celui d'un écho mobile superposé, pour qu'après filtrage Doppler, l'écho mobile soit détecté. Le taux de visibilité est donc égal à la différence entre le taux d'élimination de l'écho fixe par filtrage Doppler et le rapport signal sur parasites nécessaire pour obtenir la probabilité de détection cherchée.

Ce taux de visibilité est l'une des caractéristiques essentielles d'un radar destiné à effectuer au sol une surveillance basse altitude ; en effet, plus ce taux est important plus le nombre d'échos fixes résiduels qui risquent de limiter la probabilité de détection globale du radar est faible.

Plusieurs causes peuvent limiter ce taux de visibilité :

a) Par les modulations parasites des échos fixes provoquées par les défauts du radar

Du fait des imperfections de réalisations du radar, il arrive toujours des composantes spectrales parasites entre les pseudo-raies à fréquence Doppler nulle qui sont détectées comme des échos mobiles.

Ces composantes spectrales sont, le plus souvent, induites par des modulations d'amplitude ou de phase des échos fixes, dont les fréquences ou leurs harmoniques proches tombent dans le domaine des fréquences Doppler utiles. On montre, par exemple, facilement qu'une modulation d'amplitude de 0,1 % ou une modulation de phase dont l'excursion est de 0,001 radian provoquent l'apparition d'une raie parasite dont le niveau est de -60 dB par rapport à la porteuse.

Ces modulations parasites proviennent de causes diverses : instabilité de l'émetteur, régulation et filtrage insuffisants des alimentations, vibrations mécaniques, etc.

L'expérience montre qu'il est possible de mieux maîtriser ces effets parasites lorsque le radar est équipé d'un émetteur piloté par un oscillateur très stable.

b) Par les propriétés intrinsèques des échos fixes et du clutter

Il n'existe pas d'écho parfaitement fixe, tout écho est accompagné d'une modulation propre qui élargit plus ou moins les pseudo-raies de forme triangulaire de la figure 5.

Des essais entrepris par CFTH-HB dans le but de préciser l'environnement de clutter d'un radar au sol en station fixe ont montré que les échos les plus gênants étaient des échos très puissants mais stables dont la surface équivalente peut atteindre 10^4 m².

c) Par l'insuffisance du filtrage Doppler

Figure 8, on trouvera la courbe de sélectivité du filtre réjecteur d'un des corrélateurs « distance » d'un récepteur « Pulse Doppler » et les transferts de dispositifs classiques d'élimination d'écho fixe à simple et double annulation.

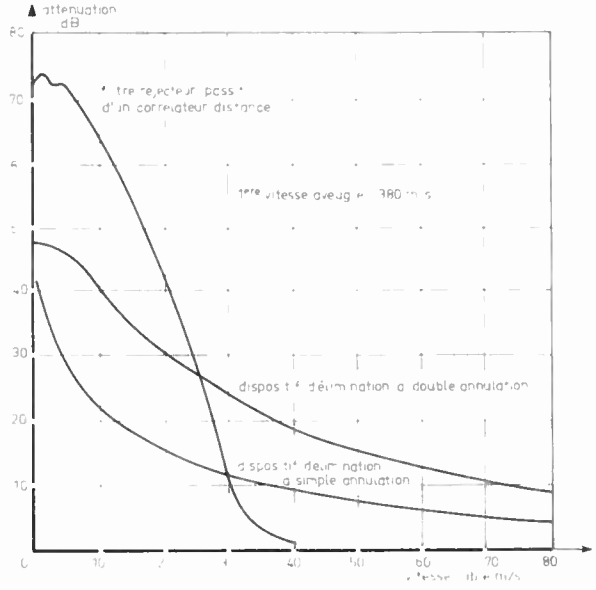


FIG. 8. — Comparaison de sélectivités du filtre rejecteur passif d'un corrélateur distance et des dispositifs d'élimination à simple et double annulation.

On voit sur cette figure que l'efficacité du filtrage Doppler dépend du procédé employé. Du fait de l'utilisation de filtres passifs, il est possible, avec des corrélateurs, d'obtenir une atténuation d'au moins 70 dB des composantes spectrales correspondant aux très faibles vitesses.

Suivant la valeur du taux de visibilité qu'il est nécessaire d'obtenir, on peut adopter l'une ou l'autre des deux solutions suivantes :

— La solution classique d'un radar utilisant un émetteur à magnétron et un dispositif d'annulation du clutter à ligne à retard qui permet d'obtenir un taux de visibilité de l'ordre de 30 dB.

— La solution d'un radar utilisant un émetteur piloté et un récepteur à corrélateurs-distance avec lequel il est possible d'obtenir un taux de visibilité beaucoup plus élevé.

C'est cette dernière solution qui a été adoptée pour le MIRADOR.

5. Radar de surveillance pulse Doppler Mirador

Le MIRADOR est un radar de surveillance bande S dont le domaine de détection est dépourvu de zone aveugle. Il a été conçu avec l'objectif d'obtenir simultanément un grand taux de visibilité, une cadence élevée de renouvellement des informations, un encombrement et un poids réduits, et une faible consommation.

On trouvera, Tableau II, un résumé de ses principales caractéristiques.

TABLEAU II

Caractéristiques principales du radar de surveillance MIRADOR

AÉRIEN		EMETTEUR	
- Largeur de faisceau à 3 dB :		- Puissance moyenne	25 W
- Gisement	5,8°	- Fréquence de répétition	7 kHz
- Elévation	20°	- Largeur d'impulsion	13 μs
- Gain	25 dB	RÉCEPTEUR	
- Vitesse de rotation :	60 tr/mn	- Facteur de bruit	9 dB
- Dimensions :		- Dynamique	90 dB
	120 × 90 cm	- Nbre de corrélations	9
TAUX DE VISIBILITÉ	50 dB	- Domaine de détection en vitesse :	±30 à ±350 m/s

5.1. CHOIX DE SA FRÉQUENCE D'ÉMISSION

Sur le domaine distance-vitesse de la figure 9, ont été tracés :

— un réseau d'hyperboles calculées à partir de la relation (6) et donnant, pour différentes fréquences d'émission, le domaine de détection sans ambiguïté d'un radar Pulse Doppler.

— un réseau de droites donnant pour différents temps de réaction la distance R à laquelle une cible en rapprochement avec une vitesse V doit être détectée pour qu'il soit possible de l'intercepter à 5 000 m de la batterie, la vitesse de parcours des projectiles étant de 600 m/s.

Le système d'armes ELDORADO s'intéressait à des cibles dont la vitesse peut être légèrement supersonique on voit sur la figure 8 que la bande S est la bande de fréquence la plus élevée qu'il était possible d'adopter, compte tenu de la nécessité d'éviter les zones aveugles. Cette bande de fréquence est donc celle qui, pour une envergure donnée d'aérien, doit conduire à la meilleure précision de mesure de l'azimut de la cible.

5.2. PRINCIPE DU RADAR

Le MIRADOR utilise un émetteur pilote qui diffère de celui qui est représenté figure 6 *A* par le remplacement de l'amplificateur de puissance par une triode auto-oscillatrice cohérée.

Un train d'impulsions de cohérence est engendré par battement entre l'onde entretenue délivrée par le stalo et le train d'impulsions moyenne fréquence engendré par le pilote. Ces impulsions hyperfréquence sont injectées dans la cavité de la triode auto-oscillatrice légèrement avant qu'elle ne soit libérée. A sa libération, cet oscillateur démarre avec la phase qui lui est imposée par l'impulsion de cohérence et délivre l'impulsion émise.

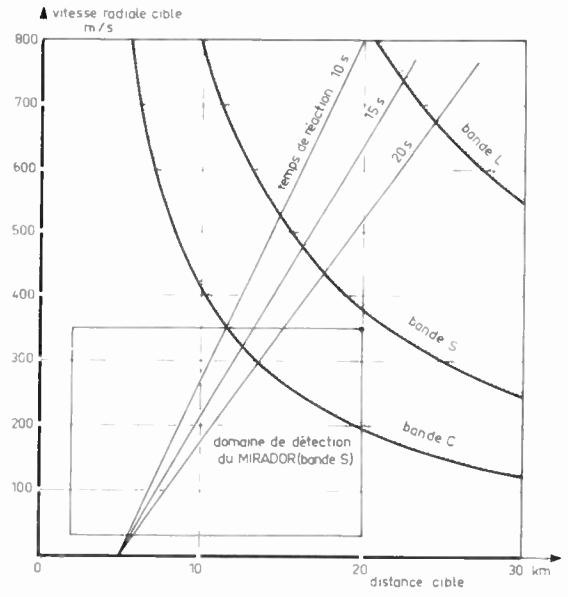


FIG. 9. — Choix de la fréquence d'émission du radar de surveillance Mirador.

Cette technique est avantageuse car elle permet de réaliser économiquement un émetteur à fréquence de répétition fixe dont la stabilité est compatible avec l'obtention d'un taux de visibilité de l'ordre de 50 dB.

Le récepteur utilise un récepteur à 9 corrélateurs. Chacun d'eux se compose d'une porte, d'un filtre réjecteur d'échos fixes entièrement passif, d'un amplificateur et d'une batterie de filtres-vitesse suivi chacun d'un détecteur et d'un intégrateur.

Les signaux délivrés par chaque corrélateur sont tout d'abord comparés à une tension de seuil qui définit le taux de fausse alarme du radar, puis combinés entre eux par l'intermédiaire d'un circuit « *OU* » en un signal de présence écho.

Les signaux de présence écho des 9 corrélateurs sont échantillonnés cycliquement dans le but d'engendrer le signal de visualisation destiné à l'indicateur panoramique.

La boucle d'extraction, une fois initiée par l'opérateur, se cale automatiquement sur le corrélateur qui délivre le signal de présence écho le plus large et tire l'azimut de la cible du centre de ce signal.

Les corrélateurs sont tous identiques, ils ont été réalisés de manière qu'il soit possible d'utiliser la largeur du signal de présence au recoupement avec la tension de seuil comme mesure de la force de l'écho mobile détecté.

5.3. Performances du radar

Le Mirador a déjà fait l'objet de plusieurs campagnes d'expérimentation.

Les essais ont montré que :

— la probabilité de détection par plot est de l'ordre de 0,5 sur un avion de 2 m² de surface équivalente moyenne à une distance de 17 km.

— le taux de visibilité du radar est supérieur à 50 dB.

— la boucle d'extraction fournit l'azimut de la cible avec une précision de l'ordre de ± 1 degré crête.

Ces essais ont mis également en lumière la fiabilité excellente du Mirador et plus généralement du système d'Armes Eldorado qui, à l'exception des tubes d'émission, ont été entièrement réalisés à l'état solide.

6. Conclusion

En démarrant en 1963 l'étude et la réalisation du systèmes d'Armes Eldorado, CFTH-HB et l'Officine Galileo pensaient qu'il était possible de réaliser un système de conduite de tir à faible temps de réaction, efficace contre des cibles volant à basse altitude et se démasquant à quelques kilomètres de la batterie, en combinant :

— un radar Pulse Doppler de surveillance à grand taux de visibilité et à cadence élevée de renouvellement des informations ;

— une boucle de désignation d'objectif qui extrait la distance et l'azimut de la cible avec une précision suffisante pour qu'il soit possible, au moment de l'accrochage du système de poursuite, de limiter sa recherche à la seule coordonnée site ;

— un système de poursuite combiné radar et optique piloté par calculateur.

Les campagnes récentes qui ont été effectuées avec ce système ont montré que cette conception était bonne.

De nouvelles études faisant suite aux études Eldorado-Mirador sont actuellement en cours :

— amélioration du pouvoir séparateur et de la précision de mesure du radar de surveillance Pulse Doppler.

— traitement des signaux délivrés par le radar de surveillance, par calculateur, en vue d'obtenir une capacité multicible,

— réalisation du système d'armes en microélectronique en vue d'aboutir à une réduction de poids et à une amélioration de la fiabilité.

LE SALON DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

1. Présentation

« L'Onde Electrique » donne ci-après la première partie de son compte rendu technique sur le Salon International des Composants Electroniques et Mesucora. Ces manifestations viennent de remporter à Paris un très grand succès et la Presse en général, qu'elle soit d'Information ou Technique, lui a consacré une place très importante.

Trois facteurs contribuent à faire du Salon des Composants le rendez-vous des Constructeurs et des Techniciens de l'Electronique : son ancienneté, sa spécialisation et son caractère international.

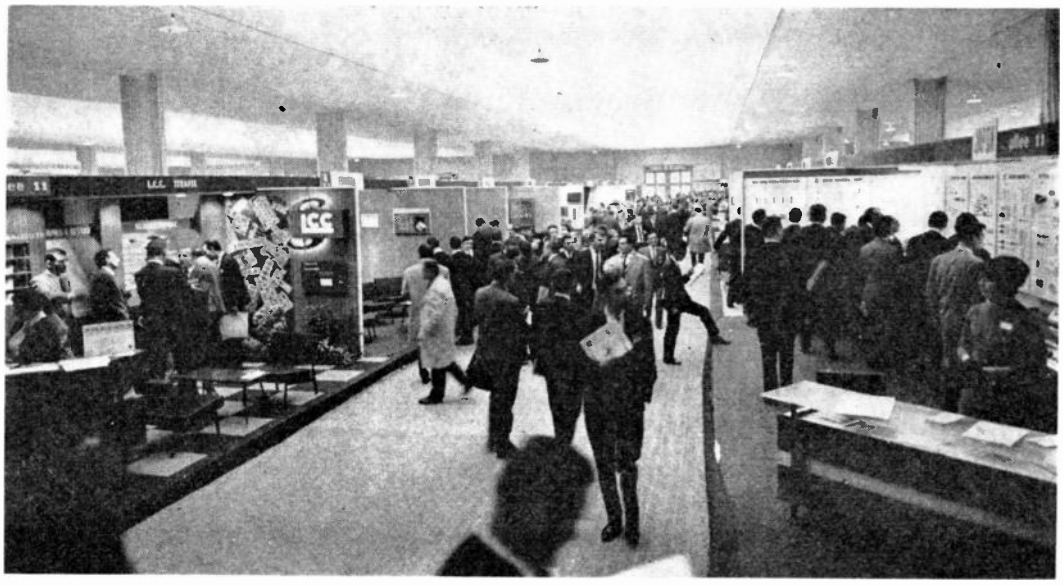
1.1. Ancienneté

C'est à partir de 1924 que les premières expositions de matériels radioélectriques furent organisées. Elles groupaient, dans des conditions assez précaires, les producteurs d'appareils de radio pour amateurs et des pièces détachées. A partir de 1934, la nécessité se fit jour de séparer les pièces détachées des appareils récepteurs. C'est à cette date que fut créé, à Paris, dans une petite salle du Musée Pédagogique, rue Las Cases, le premier Salon Français de la Pièce détachée auquel ont participé une quarantaine de Constructeurs. Depuis, le Salon s'est tenu chaque année, sauf pendant la dernière guerre. Il a pris une telle ampleur qu'il fut admis en 1958, d'ouvrir ses portes aux fabricants étrangers dont une quarantaine se sont joints aux 300 exposants français.

Les Constructeurs de pièces détachées offraient ainsi à leurs concurrents étrangers des facilités exceptionnelles sur le Marché Français. L'expérience a prouvé qu'ils ont eu raison d'être les premiers à autoriser une confrontation loyale des meilleures fabrications de composants. Peu de pays, jusqu'à maintenant, ont suivi cet exemple et on peut le regretter car le protectionnisme technique ne répond certainement pas aux caractéristiques de l'économie moderne.

1.2. Spécialisation

Cette manifestation consacrée à la présentation des composants actifs et passifs et de différents éléments de technique très



Le Salon 1967.
Une vue des stands, Parc des Expositions de la Porte de Versailles.

évoluée est exclusivement réservée aux fabricants de ces matériels. Les organismes de distribution n'y sont pas admis.

Depuis 1965, les matériels professionnels d'Electroacoustique qui avaient longtemps constitué une section du Salon ont été disjoints pour être présentés dans une exposition spéciale, le Salon International de l'Electroacoustique, qui reste toutefois jumelé avec le Salon des Composants.

Outre la section générale comprenant l'ensemble des pièces détachées passives, le Salon comprend les sections suivantes : tubes électroniques, semiconducteurs, relais, matériaux à usage électronique et, dans l'intervalle de la tenue en France de l'Exposition tournante européenne de la Mesure, les appareils de mesures électroniques.

La liste complète des matériels exposés est fort longue : elle comprend une trentaine de grandes rubriques couvrant l'ensemble très hétérogène des éléments directement utilisés dans la construction des ensembles électroniques.

1.3. Caractère international

Le Salon de Paris est doublement international, il l'est, d'une part, en raison du nombre des exposants étrangers qui, depuis quelques années, représentent à peu près la moitié du total des exposants. Ce pourcentage extrêmement important est rarement atteint dans les manifestations analogues.

Il l'est, d'autre part, en raison du grand nombre des visiteurs étrangers en provenance de quelque 70 pays et qui viennent à Paris, à cette occasion. Cette année, un visiteur professionnel sur six est venu de l'étranger.

Ainsi s'affirme le caractère de rendez-vous international voulu par les organisateurs. La réunion, au cours des 8 journées d'ouverture, de l'élite mondiale des spécialistes de l'Electronique, les contacts qui s'y établissent entre Administrations d'Etat et Organisations Professionnelles, les réceptions auxquelles sont conviées les personnalités et Délégations officielles, consacrent l'importance exceptionnelle qu'attache l'Industrie Electronique mondiale au Salon de Paris.

2 Organisation

Est-ce dire que l'organisation du Salon ne pose pas de problèmes ? Deux difficultés majeures donnent lieu, chaque année, à des discussions passionnées.

La premières difficulté consiste à trouver à Paris, à une date convenable, un terrain d'exposition susceptible d'abriter, sur quelque 40 000 m², un millier de stands.

Aussi curieux que cela puisse paraître, Paris, qui se voudrait capitale mondiale de l'Electronique au moment du Salon, offre peu de facilités pour l'organisation des grandes manifestations internationales. Les calendriers du Parc des Expositions et ceux du CNIT sont extrêmement chargés, et il est très difficile de trouver, au moment choisi, les halls disponibles. Etant donné qu'il faut environ un mois pour la préparation, la tenue et le démontage d'une telle exposition, ces difficultés purement matérielles empêchent le Salon des Composants de disposer d'une date fixe, ce qui constitue, tant pour les exposants que pour les visiteurs, un sérieux inconvénient. Toutefois, les mesures qui ont été décidées permettent d'entrevoir la fin de cette situation. La construction de nouveaux locaux résoudra de façon définitive ces difficultés et, à partir de 1970, le Salon de Paris disposera, aux meilleures dates, de locaux en rapport avec son importance.

L'autre difficulté vient de la menace de gigantisme, rançon du succès de cette manifestation. Un millier d'exposants semble bien constituer une limite maximale pour permettre aux visiteurs d'avoir une vue de l'ensemble des présentations. Or, chaque année, apporte un nouveau contingent de demandes d'admission émanant principalement de fabricants étrangers.

Il importe donc de procéder à un choix, d'autant plus difficile que l'évolution de la technique et la spécialisation qui en découle, provoquent dans le monde entier la création d'entreprises dont les productions revêtent le plus grand intérêt. Un certain équilibre doit, en outre, être respecté afin de ne pas placer notre industrie nationale dans une position numériquement par trop minoritaire.

On conçoit aisément les difficultés qu'ont à résoudre les commissions d'admissions. Il en résultera certainement l'application de mesures restrictives en ce qui concerne les dimensions des stands mis à la disposition des exposants. Toutefois, le caractère d'uniformité de présentation qui, en évitant d'inutiles surenchères, a été l'un des facteurs du succès, maintiendra le climat et sauvegardera ainsi notre Salon.

3. Conférences et Colloque

Ce climat s'exprime notamment grâce à l'organisation, dans le cadre du Salon, de conférences techniques qui permettent aux firmes exposantes de traiter, devant un auditoire hautement qualifié, des problèmes qu'elles ont eu à résoudre pour répondre aux exigences imposées par le développement des applications de l'Électronique.

En outre, afin de bien souligner cet aspect technique qui a toujours été l'une de ses caractéristiques essentielles, le Salon est généralement complété par un Colloque Scientifique, organisé par la SFER et la FNIE avec la participation de Sociétés Scientifiques ou de grands Services de l'État Français, colloque qui a pour thème un sujet d'actualité se rapportant à une application nouvelle de l'Électronique. Le sujet choisi pour 1967 était l'Électronique et l'Espace, il a réuni 720 participants et 100 communications y ont été faites dans les salles de l'UNESCO aménagées pour la traduction simultanée.

4. Statistiques

Le Salon de Paris est devenu une manifestation dont l'intérêt s'est imposé dans le monde entier.

Il y a lieu d'espérer qu'il maintienne la primauté qu'il a su acquérir et que son succès continue de s'affirmer pour le bénéfice de notre industrie et de notre technique nationales.

Les tableaux annexés traduisent les résultats qui ont pu être dégagés de l'exploitation mécanographique des cartes spéciales que les visiteurs sont tenus de remplir à l'entrée.

Répartition des visiteurs par nature d'activité
(en pourcentage)

Nature d'Activité	Français	Etrangers	Total
Fabricants de composants électroniques	18,08	38,35	20,80
Utilisateurs de composants électroniques	52,88	33,95	50,34
Autres secteurs d'activités	29,04	27,70	28,86
	100	100	100

Répartition des visiteurs par fonction
en pourcentage du total

Fonctions	Français		Etrangers		Total	
Direction des entreprises	4,21		18,54		6,13	
Chefs de Service et Ingénieurs	21,48		25,30		21,99	
Techniciens	34,66		13,39		31,96	
Services commerciaux des entreprises	4,21		9,36		4,90	
Autres personnels des entreprises	8,20		5,71		8,13	
Professeurs	1,64	17,94	1,52	7,42	1,63	16,54
Etudiants	18,30		0,90		14,91	
Fonctionnaires et Militaires	4,54		2,28		4,14	
Commerçants et représentants	2,31		4,88		2,85	
Autres activités	4,25		13,12		5,44	
	100		100		100	

RÉPARTITION DES VISITEURS ÉTRANGERS EN POURCENTAGE D'APRÈS LEUR PAYS D'ORIGINE
ÉVOLUTION AU COURS DES TROIS DERNIÈRES ANNÉES
(Principaux pays sur les 70 recensés)

Pays	1965	1966	1967
Allemagne de l'Ouest	21,5	17.6	16,3
Belgique	13,5	12,2	14,9
Danemark	3,0	1,5	1,9
Espagne	7,4	7,4	7,7
Etats-Unis	5,5	8,2	8,1
Grande-Bretagne	18,6	15,2	15,8
Italie	10,5	9,1	10,9
Pays-Bas	7,9	6,3	6,3
Suède	3,5	2,5	2,6
Suisse	11,4	9,0	9,8

5. Compte rendu du Salon des Composants

Comme chaque année, nous donnons ci-dessous, un compte rendu du Salon International des Composants Électroniques. Nous n'avons pas voulu en faire un inventaire stand par stand, ce qui, étant donné le nombre d'exposants, aurait été fastidieux pour le lecteur, mais nous avons cherché à en tirer les idées générales en mettant en lumière les *nouveautés* ou *développements importants* dans chaque *grande famille* de composants. C'est ainsi que nous avons été amenés à insister tout particulièrement sur le gros effort fait depuis un an par les Constructeurs Français dans le domaine de la microélectronique.

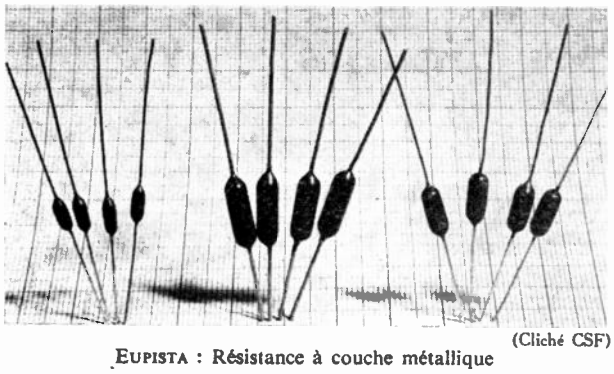
Ce Compte rendu est l'œuvre d'une équipe de techniciens très spécialisés de la Commission « Recherches et Développements », appartenant au Centre National d'Étude des Télécommunications (CNET), à la Direction des Recherches et Moyens d'Essais (DRME), au Service Technique des Télécommunications de l'Air (STTA), au Service d'Études et Fabrication, Télécommunications (SEFT) et au Commissariat à l'Energie Atomique (CEA).

RÉSISTANCES ET POTENTIOMÈTRES

De nombreux fabricants présentent des résistances à couche métallique du type « non isolé » et surtout du type « isolé » qui bien souvent viennent compléter des séries de résistances à couche de carbone ; mais, pour les résistances à couche métallique, on note généralement que la puissance nominale annoncée à 70 ou 125 °C est en rapport étroit avec leurs dimensions, ce qui conduit à un volume plus réduit pour une puissance donnée, d'autant plus que ce type de résistance peut supporter des températures de surfaces élevées sans préjudice sur la stabilité ; enfin l'amélioration des procédés de fabrication permet d'obtenir des éléments dont le coefficient de température est généralement situé entre $\pm$ 30 et $\pm$ 100·10^{-6}/°C.

• EURISTA-LCC présente deux résistances isolées :
RMY 050 1/2 W longueur : 15,2 mm, diamètre : 5 mm
RMY 025 1/4 W longueur : 9,5 mm, diamètre : 2,8 mm
Le modèle 1/8 W (longueur : 6,4 mm, diamètre : 2,8 mm) sera prochainement commercialisé.

Les coefficients de températures proposés sont $\pm$ 100·10^{-6}, $\pm$ 50·10^{-6}, $\pm$ 25·10^{-6}.



(Cliché CSF)
EUPISTA : Résistance à couche métallique

• SAME présente une nouvelle série de résistances à couche métallique MAX 1 A dont la technologie a été sensiblement améliorée et qui est caractérisée par la réalisation de très faibles valeurs ohmiques (1Ω jusqu'au 1/2 W).

• Nous citerons encore SFERNICE, RADIAC, TREL, MCB, BEYSCHLAG et MORGANITE dont on note les séries FM (enrobées) et FC (moulées) mais dont l'échelonnement des coefficients de températures (15×10^{-6}, 25×10^{-6} etc.) nous paraît prohibitif, compte tenu du fait que les variations en température ne sont pas rigoureusement linéaires.

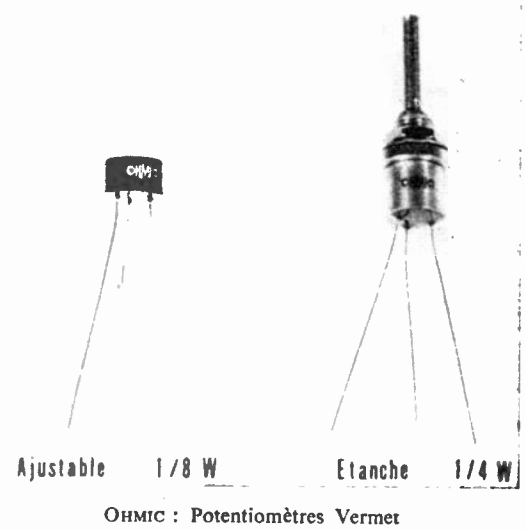
• OHMIC présente aussi une résistance à couche métallique type RS 19 qui se veut conforme à la spécification française CCTU 04-03 B : 0,25 W à 70 °C de 20 Ω à 1 MΩ en séries normalisées et tolérances associées.

Nous y noterons aussi les composants VERMET (fabrication OHMIC) qui se présentent sous forme de plaquettes d'alumine sur lesquelles sont disposées par sérigraphie des émaux chargés d'éléments conducteurs vitrifiés à haute température ; cette technique permet la réalisation sous forme compacte d'éléments et sous-ensembles complets à base de résistances et condensateurs. Pour les résistances, les puissances s'étagent de 1/4 W (9,5×8,5×2,5) à 8 W (52×22×4) avec sorties pour circuits imprimés, de 10 Ω à 6,8 MΩ en tolérance de $\pm$ 1,2 et 5 %. Le coefficient de température varie avec la valeur ohmique : +500·10^{-6} pour 10 Ω ; $\pm$ 100·10^{-6} pour $R_n > 100$ kΩ.

La technique VERMET est utilisée dans la fabrication de potentiomètres subminiatures 155 °C type VP (⌀ = 8,8 mm) de 22 Ω à 1 MΩ :

— type ajustable VP 1 et VP 2 : 1/8 W à 70 °C pour circuits imprimés ;

— type potentiomètre VP 3 étanche : 1/4 W à 70 °C fixation pour circuits imprimés au panneau de commande.



OHMIC : Potentiomètres Vermet

• SFERNICE présente la plus grande gamme de produits ayant reçu l'homologation selon les spécifications françaises CCTU et dont 9 productions sont, de plus, soumises au Contrôle Centralisé de Qualité donnant ainsi satisfaction à de nombreux utilisateurs.

Par ailleurs, nous notons que le potentiomètre P 12 D (couche SFERMET) est fabriqué aussi en couche de carbone (P 12 C) avec une puissance à 70 °C plus faible que le P 12 D (1/4 W), de 100 Ω à 2,2 MΩ en loi A (linéaire).

— une nouvelle série de résistances de puissance à couche d'oxydes métalliques SFEROM P2, P4 et P6 ;

— des modules résistants SFERMET (procédé sérigraphie) en version moulée et trempée (par exemple : lignes d'affaiblissement) ;

— des résistances bobinées moulées à sorties axiales RMB 1,5 et 0,5 W à faible encombrement (longueurs 10,5 et 6,5 ; ⌀ 4 et 2,5) dont l'échauffement propre au point le plus chaud n'excède pas 135 °C à la puissance nominale et 80 °C à la con-

nexion prise à 1 cm du corps (gamme des valeurs 0,1 à 649 Ω pour le modèle RMB 0,5 W) ;

— un potentiomètre P8 étanche, de diamètre 8 mm, P_n = 1/4 W à 70 °C de 100 Ω à 47 kΩ.

SFERNICE : Potentiomètre P8

• SOVCOR introduit, avec ses résistances isolées haute stabilité à couche d'oxydes métalliques (modèles NA et NC) la notion de tolérance pratique d'utilisation qui est la résultante prise à 3 σ (écart-type) des écarts relatifs dus à : la tolérance initiale, au coefficient de température, au vieillissement et à l'environnement climatique.

Les courbes données pour 10 000 h représentent une limite supérieure de variation par rapport à la valeur nominale.

• Chez RÉSISTA, la résistance S4 à couche de carbone présentée au dernier salon et dont la forme est particulièrement bien étudiée pour son implantation sur circuits imprimés est complétée par deux résistances à couche d'oxyde métallique :

— de 1 W à 70 °C, 1 Ω à 5 MΩ : type S6
— de 2 W à 70 °C, 100 Ω à 100 kΩ : type W6.

• BOURNS conserve une place prépondérante dans le domaine des potentiomètres bobinés avec de nouveaux modèles parmi lesquels on remarque :

— un potentiomètre de précision à affichage numérique modèle 3650 à 10 tours d'une précision de 0,1 %, de 100 Ω à 500 kΩ, 2,5 W à 25 °C ;

— un potentiomètre microminiaturisé (⌀ 4,8 mm, épaisseur 2,7 mm) ajustable, simple tour : modèle 3317 en deux versions avec vis de réglage en bout ou sur le côté : 20 Ω à 5 kΩ, 0,2 W à 25 °C, durée de vie : 200 manœuvres.

• WESTON INSTRUMENTS présente un potentiomètre à « fil de résistance dans le sillon » dont les modèles 501 et 502 sont réglables sur 15 tours et les modèles 504 et 505 sur un seul tour ; le fil résistant est disposé dans un sillon, et non isolé, ce qui évite toute opération de retrait d'émail pour établir le contact au curseur :

— dimensions : 8×8×5 mm ;
— gamme : 10 Ω à 20 kΩ ± 5 % ;
— puissance : 0,6 W à 70 °C.

• TECHNO présente ses potentiomètres miniatures 25 tours qui, sous des dimensions de 9,54×9,54 et 6,35×6,35, acceptent respectivement des puissances de 1 et 0,5 W.

• La SOCIÉTÉ PARISIENNE DE CONDENSATEURS, filiale de la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON présente des potentiomètres de tarage bobinés « REGLOHM SPC », étanches et couvrant la plage de température −55 °C + 150 °C :

— la série RT 1 en boîtier TO5 : 0,5 W à 75 °C, 10 Ω à 10 kΩ ;

— la série RT 2 en boîtier parallélépipédique (9,5×9,5×5 mm) avec réglage par vis tangentielle : 0,75 W à 75 °C, 20 Ω à 10 kΩ.

• MORGANITE présente des potentiomètres trimmers à piste CERMET (verre métal sur céramique) dont le type 83 répond aux conditions climatiques du matériel professionnel : boîtier cylindrique ; ⌀ : 6,35 ; hauteur : 6,35 mm ; fixation sur câblage imprimé :

— 0,5 W à 85 °C ;
— température −65 °C à +150 °C ;
— 10 Ω à 1 MΩ, tolérance 20 % ;
— résistance de contact : 3 Ω ou 3 % de R_n ;
— coefficient de température variant de 0 à $+500\times10^{-6}$ pour $R_n \leqslant 200$ Ω à $\pm 250\times10^{-6}$ pour $R_n \geqslant 20$ kΩ.

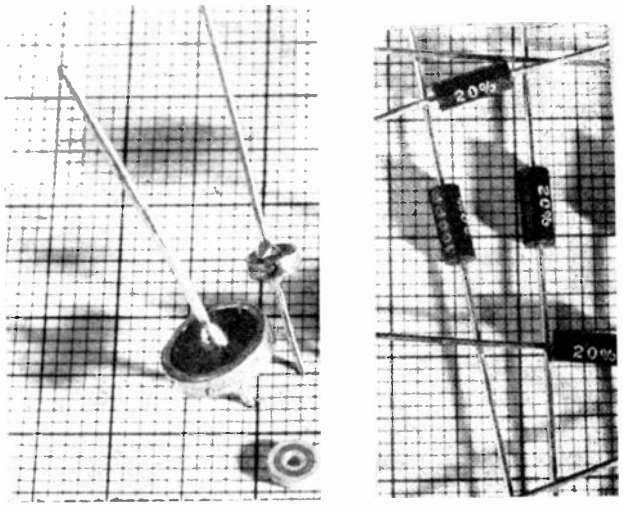
• Enfin, on a noté chez SEMIP un potentiomètre trimmer bobiné PA 12/1 modèle étanche de 0,5 W à 85 °C et 0,125 W à 125 °C, de 22 Ω à 22 kΩ en série normalisée E_3.

CONDENSATEURS

Condensateurs à diélectriques mica, verre et céramique

• La gamme des condensateurs « CERFEUIL » de type II fabrication LCC-STEAFIX dont la technologie monolithique a été exposée ici en 1965, est étendue à la tension de service 63 V ; cette série est enrobée et la céramique utilisée est telle que la capacité varie de ± 20 % entre −55 °C et +125 °C ; l'encombrement est réduit : 1 μF dans 1/2 cm³.

La technique « Cerfeuil » est utilisée pour la réalisation de deux autres séries, l'une en disque de traversée type « Bouton », l'autre en forme cylindrique ultraminiaturisée de ⌀ 2,5 mm et de longueur 6,5 mm de 10 pF à 10 000 pF en tension 100 V_{cc}, de 12 000 pF à 18 000 pF en 63 V_{cc} et de 22 000 pF à 56 000 pF en 25 V.



LCC-STEAFIX: Boutons et condensateurs ultraminiatures« Cerfeuil»

— LCC-STEAFIX complète sa gamme de condensateurs à diélectrique mica par la série MF réalisée en tolérances serrées (1 %) et couvrant la gamme de 47 à 10 000 pF en tension 250 V, de 10 000 à 33 200 pF en tension 160 V, la section est constante (12×12 mm) et l'épaisseur varie de 3,4 mm à 10,4 mm en 4 boîtiers.

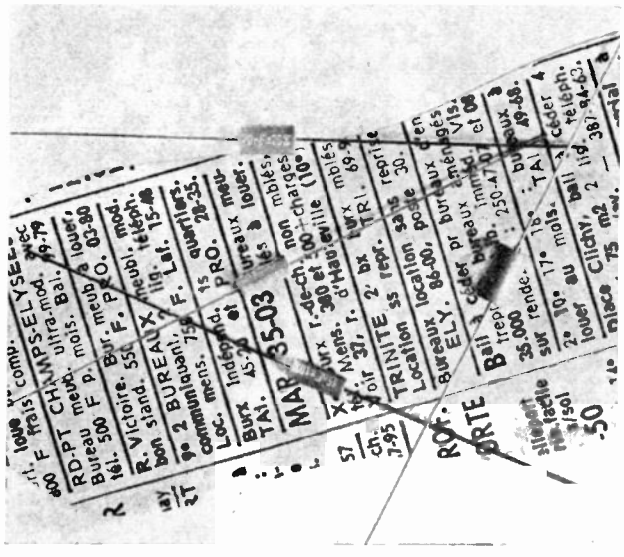
• SOVCOR présente un condensateur miniature à diélectrique vitrocristallin (verre céramisé), répondant à la norme CCTU 02-04 des condensateurs à diélectrique céramique à coefficient de température non défini : le VERCOR

— 1 000 pF à 100 000 pF (série E 12, 10 %) ;
— tension nominale : 63 V ;
— température : −55 °C à +125 °C.

• On remarque que nombreux condensateurs à diélectrique céramique sont présentés sous forme de plaquettes à souder directement sur circuits imprimés ou plus spécialement sur des circuits intégrés dont les connexions et les dimensions sont celles des circuits intégrés :

— condensateurs « CHIP » chez AEROVOX ;

— condensateurs multicouches type CL chez SAME-PRECIS en tension 25 et 50 V, jusqu'à 0,33 μF en boîtier 6×6,5×1,6 ;



SOVCOR : Condensateurs verre céramisé (Vercor)

— condensateurs monolythiques chez SPRAGUE jusqu'à 0,1 μF
— condensateurs « FLIP-CHIP » au groupe PLESSEY dont la gamme de capacité est comprise entre 3 300 pF à 47 000 pF (tension maximale : 50 V).

• JAHRE présente un nouveau condensateur au mica dans la « série 48 » (condensateurs enrobés et imprégnés sous vide) plus faible en dimensions que celui de la « série 48-10 » tant en conservant de bonnes caractéristiques en température et à l'humidité.

• Les CONDENSATEURS PI présente des nouvelles séries professionnelles à sorties radiales, de forme parallélépipédique, modèles S5-10-15-20 réalisées en 4 boîtiers de 4,7 pF à 10 000 pF, le boîtier du modèle S15 : 2 200 pF, 160 V a pour dimensions 12×8×3,5 mm ; coefficient de température 0 ; $-70 \cdot 10^{-6}$/°C pour des valeurs supérieures à 100 pF.

• AIR-TRONIC présente des modèles de condensateurs ajustables de la série 5200 en trois versions, sorties par cosses, pour circuits imprimés et par bornes réalisées chacune en modèles standard, haute fiabilité et amagnétique ; l'utilisation d'une soudure 300 °C pour l'assemblage assure une plus large gamme de température et évite des précautions particulières à la soudure : 0,8 pF à 10 pF en 8 tours, $U_n = 250$ V, Q à 100 MHz > 3 000.

Condensateurs au papier et à films plastiques

L'utilisation des films plastiques métallisés dans la réalisation des condensateurs est de plus en plus importante : dans ce domaine, les fabricants allemands et surtout français présentent des réalisations nombreuses, principalement en mylar et polycarbonate métallisés où la tendance générale est d'offrir aux utilisateurs des condensateurs aux dimensions géométriques bien définies (moulés 5 ou 6 faces) surtout en version circuits imprimés et où les sorties sont correctement positionnées. C'est par exemple le cas :

• chez LCC Stéafix des condensateurs des séries 1R (mylar métallisé) et KR (polycarbonate métallisé).

• chez COGECO des condensateurs type MAR qui viennent de recevoir l'homologation CCTU, modèle CPM 14 classe B en tension de service 160 V (mylar métallisé).

• chez EFCO, des condensateurs FM 4R (polycarbonate métallisé) et MM 4R (mylar métallisé) qui offrent une gamme élevée de valeurs jusqu'à 33 μF 40 V en polycarbonate métallisé et 15 μF 63 V en mylar métallisé.

• chez EUROFARAD, des condensateurs au polycarbonate type PM 67 et type P 67 en basses valeurs (<0,1 μF) et types PMA 64 et PMR 64 en fortes valeurs (22 μF en 40 V) dans les versions à sorties axiales et à sorties radiales.

• chez FIABLE, des condensateurs au polycarbonate métallisé, K5 à sorties radiales au pas de 2,54 mm pour circuits imprimés et K6 à sorties axiales qui sont complétés par la série K7 sous tube laiton étamé et perles de verre fritté ; en diélectrique mylar métallisé, nous noterons les réalisations similaires M5, M6 et M7 et enfin les condensateurs au téflon métallisé T7 (−55 °C à +200 °C) 4 700 pF à 1 μF −250 V.

• chez GAM, des condensateurs MKA et MKB (au mylar métallisé) — notés au précédent salon — qui sont complétés par deux réalisations, une à diélectrique KAPTON à armatures, l'autre à diélectrique polypropylène à armatures (non encore cataloguées).

• chez PRECIS, avec des nouveaux modèles complétant la gamme des PF 64 et PA 64, et des condensateurs au polycarbonate sous tube métallique avec perles de verre. On note aussi des condensateurs à haute température (−55 °C à +175 °C) à diélectrique KAPTON (épaisseur 12,7 μ) à armatures d'aluminium type KM 66, tube métallique obturation résine, et KF 66, parallélépipédique pour câblages imprimés :

tg δ à 1 kHz : 15.10^{-4} à 20 °C et 30.10^{-4} à 155 °C
coefficient de température sensiblement constant : $< +100 \times 10^{-6}$ °C
Résistance d'isolement : 10^4 MΩ/μF à 155 °C
Gamme de valeurs : 10 000 pF à 1 μF

• chez WIMA, des condensateurs MKS et MKA (métallisé) complétés judicieusement par des séries FKS (mylar) et FKC (polycarbonate) à armatures en feuilles d'aluminium ou d'étain pour les basses valeurs de capacités en particulier en dessous de 10 000 pF.

• chez ITT qui utilise à son tour le polycarbonate de 2 μ (40 V) dans deux séries, l'une en boîtier rectangulaire en résine thermodurcissables, l'autre en boîtier métallique tubulaire.

• LTT présente une nouvelle série 288-900 de condensateurs au polystyrène à armatures de 100 à 26 700 pF, série E 96 1,25 %, coefficient de température : -120×10^{-6} en trois boîtiers de longueur constante (15 mm) et hauteur constante (9 mm).

Condensateurs électrolytiques à l'aluminium et au tantale

• AIR-TRONIC mentionne parallèlement à ses nombreuses séries de condensateurs au tantale sec, un modèle type CDE miniature en boîtier métallique dont la charge volumique (17 μC/mm³) est élevée par rapport à celle du modèle ATR (modèle CTS 13 CCTU) mais limité encore en tension et capacité.

Notons aussi une série type TSW au tantale liquide en trois boîtiers dont la gamme dans le plus grand est compris entre 47 μF 100 V et 680 μF 3 V.

• Tous les condensateurs du modèle PCT (en CCTU CO 12) pour circuits imprimés de fabrication MICRO ont une hauteur constante de 18 mm ; les modèles CO 7 et CO 8 font l'objet d'une extension de gamme non soumise encore au Contrôle Centralisée de Qualité et le modèle industriel FC 85 (fortes valeurs de capacité : 150 000 μF−6,3 V ; −25 °C à +70 °C) est complété jusqu'à 500 V où l'on trouve un condensateur de 1 000 μF ; toute la série est réalisée en six boîtiers.

• LTT présente des condensateurs au tantale sec, fabrication et finition identiques au type UG 85, de 6 à 50 V, en quatre boîtiers modulaires de hauteur 9 mm.

• NIPPON CHEMICAL CONDENSER CO, présente des condensateurs électrolytiques secs à l'aliminium, de longue durée, série KS, utilisables de −25 °C à 85 °C ; 1 μF à 330 μF suivant les tensions de service 16 V à 450 V.

On note aussi des condensateurs miniatures secs au tantale, élaborés à partir de feuille de tantale gravée (type TER) qui permet d'accroître la capacité volumique et d'atteindre des tensions élevées (150 V).

• SECO-NOVEA, conscient du problème de la fiabilité sur les condensateurs électrochimiques à l'aluminium à électrolyte traditionel, en particulier en ce qui concerne les fortes valeurs de capacités, et connaissant la difficulté de contrôler et de disposer d'une manière permanente un degré élevé de pureté des matières de base, a consenti un effort remarquable pour mettre au point un nouvel électrolytique chargé d'inhibiteurs de chlore et utilisé dorénavant en fabrication dans les séries « PROSEC 85° » et « Aviation » dont les premiers résultats de tenue dans le temps sont encourageants :

à 6,3 V — 150 000 μF : 18,8 A 100 Hz à 20 °C

à 500 V — 1 000 µF : 2,7 A 100 Hz à 20 °C

Gamme de température : −55 °C à +85 °C pour $U_n \leqslant 100$ V
−40 °C à +85 °C pour $U_n > 100$ V

Rapport d'impédance à froid $\frac{|Z| \text{ à } 0\text{min}}{|Z| \text{ à } 20\ ^\circ\text{C}} \simeq 1$

• SPRAGUE présente une série identique C 36D pour filtrage dans une réalisation à électrolyte tradionnel et en utilisant des produits d'une pureté remarquable, leur assurant fiabilité et stabilité, et des condensateurs au tantale sec dont les connexions et les dimensions sont étudiées pour faciliter leur montage sur circuits intégrés.

• PRECIS présente une version analogue sous la référence FLAT-PACK (exemple : 22 µF 6 V en boîtier 6×6,35×2,5).

CIRCUITS MAGNÉTIQUES

Dans le domaine des circuits magnétiques en ferrite ou en alliage magnétique, pour basse fréquence ou fréquence radioélectriques, aucune nouveauté n'est présentée.

LTT, LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM, COFELEC et SIEMENS proposent l'ensemble des modèles des pots en ferrite de la série internationale et leurs modèles FPA 14×8, FPA 18×11, FPA 22×13 et FPA 26×16 en matériau à coefficient de température voisin de zéro sont homologués selon la spécification CCTU 06—04. Les pots COFELEC de cette même classe sont soumis, de plus, au Contrôle Centralisé de Qualité depuis septembre 1965. Les différents modèles miniaturisés proposés jusqu'alors ne semblent pas répondre totalement aux besoins des utilisateurs et les modèles FP 9×5 et FP 11×7 de la série internationale ne suscitent pas l'intérêt que l'on escomptait. On assiste dans ce domaine à une floraison de modèles, de formes et de dimensions variées ; le noyau proposé par SIEMENS par exemple, en matériau T 35 de perméabilité 5 000, a un encombrement réduit mais possède un réglage latéral qui est inaccessible lorsque de tels circuits sont placés côte à côte sur une carte imprimée. La gamme des circuits en H de RTC, est complétée par le circuit H 16 à 12 broches de sortie.

TUBES IMAGE

• *Grand Public.* Dans le domaine des tubes «grand Public» l'intérêt s'est surtout porté sur les tubes cathodiques pour la télévision en couleurs qui faisaient fréquemment l'objet de démonstrations (mires et diapositives). Il s'agit exclusivement de tubes à « shadow mask » rectangulaires et, pour tous les constructeurs européens (à une exception près), de 63 cm (25 pouces) de diagonale.

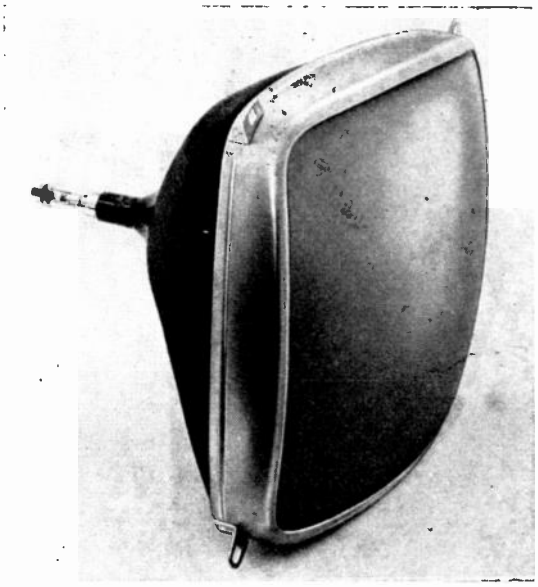
Le Cathoscope Français présentait aux stands MAZDA et BELVU deux versions de ce tube : C 25 P 22 à écran poli et A 25 P 22 à écran antiréfléchissant. Le tube A 63 11 X présenté par LA RADIOTECHNIQUE COPRIM est maintenant construit à Dreux.

Ce dernier tube était également présenté par plusieurs firmes étrangères qui le fabriquent: (LORENZ-ITT, VALVO, AEG-TELEFUNKEN, MULLARD, PHILIPS). Quant à la firme anglaise THORN-AEI (Ediswan), elle présentait deux tubes de 25 pouces et un de 19 pouces.

Parmi les constructeurs américains, nous avons noté RCA qui exposait un tube de 25 pouces et SYLVANIA qui dispose maintenant d'une gamme assez complète de tubes cathodiques pour la couleur (15, 19, 22 et 25 pouces).

La plupart des constructeurs présentent également une gamme d'accessoires et de circuits (en particulier les bobines de déflexion et les transformateurs de balayage) permettant la mise en œuvre des tubes de télévision en couleur.

• *Professionnels.* Dans le domaine des tubes «professionnels», nous avons remarqué chez THOMSON plusieurs tubes d'analyse, dont certains sont encore en développement : le SUPERVIDICON (TH X 518 et TH X 530) associe un étage intensificateur d'images à un tube vidicon et permet d'opérer avec des éclairements très inférieurs à ceux qui sont nécessaires pour un vidicon ; de même, un SUPERESICON (TH X 531) dérivé de l'ESICON (TH X 506) doit permettre d'effectuer des prises de vue avec le seul éclairement des étoiles. Le SCRIPTICON (TH X 206) est un monoscope dérivé du vidicon et permettant d'engendrer un signal électrique correspondant à des symboles ou caractères alphanumériques. Il est utilisé pour la réalisation économique d'équipements de transmission de données avec affichage sur un tube à rayons cathodiques. Enfin la vidicon TH 9821 à focalisation et déviation électrostatiques se caractérise par une consommation particulièrement réduite.



RADIOTECHNIQUE : Tube image à shadow-mask pour la télévision en couleur

Sur les stands étrangers, nous avons noté qu'outre les firmes américaines (RCA, WESTINGHOUSE et GENERAL ELECTRIC), deux firmes britanniques (EMI et ENGLISH ELECTRIC) présentaient des tubes image orthicon de 4 pouces et demi. Par ailleurs, nous avons pu apprendre par la documentation remise que ce tube (F 11,5 M 1) est également fabriqué en Allemagne de l'Est.

Nous avons vu sur deux stands (RADIOTECHNIQUE pour le PLUMBICON et ENGLISH ELECTRIC pour des Images ORTHICON) des tubes sélectionnés pour chacune des quatre voies (rouge, bleu, vert et luminance de la télévision en couleur. Cette sélection se fait par tri, d'après les caractéristiques spectrales individuelles des tubes fabriqués, et permet l'échange standard des tubes dans les caméras.

• *Intensificateurs d'image.* Peu de réalisations nouvelles étaient présentées en matière de tubes intensificateurs ou transformateurs d'images. Nous citerons toutefois la tube transformateur d'images RADIOTECHNIQUE P 105 à photocathode S 20 et le tube THOMSON TH X 409 amplificateur d'images radiologiques à fenêtre de berylium pour rayons X mous.

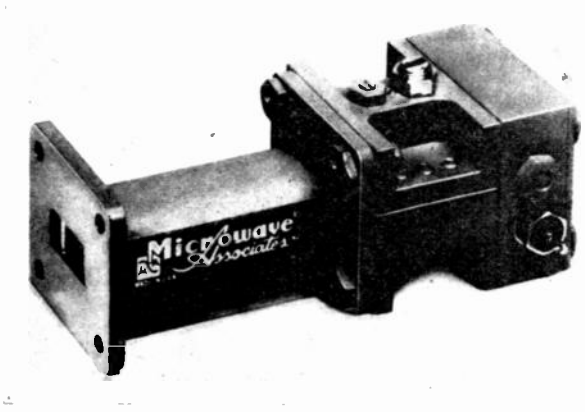
• Quant aux *tubes cathodiques*, ils voient se confirmer les orientations constatées les années précédentes vers la généralisation d'écrans plans souvent rectangulaires.

Les nouveautés les plus remarquées étaient les tubes pour appareils de mesure à écran rectangulaire et à grille anti-compression réalisés par la CSF (F 8089 pour 25 MHz et F 8066 pour 100 MHz) et le tube cathodique D 13-49 BE de la RADIOTECHNIQUE utilisable jusque 2 500 MHz (temps de montée de 150 picosecondes)

Sur les stands étrangers, signalons les tubes 24/10 et 24/48 de FERRANTI destinés à la présentation d'images radar ou de données alphanumériques. Avec un diamètre utile d'écran de 51,4 cm et un rayon de courbure de 376 cm, ce tube peut être considéré comme le plus grand tube cathodique tout verre à écran plat réalisé au monde.

MATÉRIELS POUR HYPERFRÉQUENCES

La part grandissante prise sur le marché des composants, l'année dernière, par les dispositifs à l'état solide ne cesse de croître dans le domaine des hyperfréquences. On assiste, chez de nombreux constructeurs, au développement d'appareils tels que : diodes de détection, diodes multiplicatrices de fréquences (varactor, snapp-off, etc.). Quant aux recherches en cours, elles sont nettement orientées vers la microminiaturisation et les circuits intégrés.



Microwave : source à l'état solide accordable

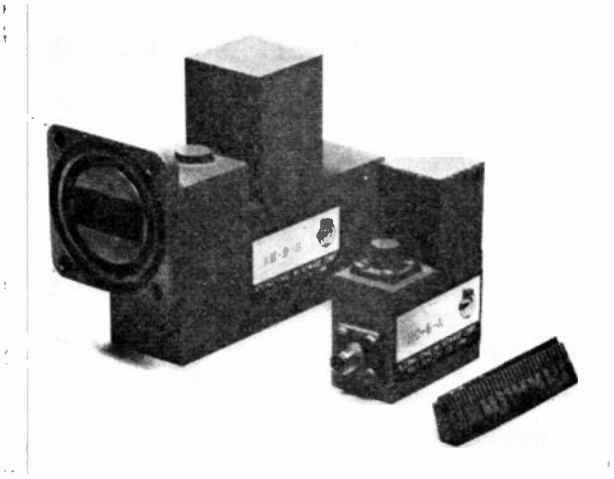
A côté de cet objectif centré sur le gain de poids et d'encombrement, les tubes hyperfréquences de puissance ne perdent pas leur droit de cité (klystron, T.P.O., magnétron, tétrode, etc.).

1° Dispositifs à diodes et à l'état solide

Les constructeurs continuent à progresser dans le domaine des diodes hyperfréquences et des dispositifs à l'état solide, ce qui aboutit à une très grande multiplicité des produits parmi lesquels on remarque une amélioration des performances déjà acquises plutôt que de réelles nouveautés.

Parmi l'immense choix qui s'offrait à nous, nous avons relevé un certain nombre de ces appareils parmi les plus caractéristiques, mais nous ne pouvons prétendre en avoir effectué un recensement complet.

L.T.T.	Modulateur 72 T 1	bande de fréquence : (2 500 - 6 000 MHz) atténuation maximale : >20 dB (largeur de bande : 100 MHz) perte d'insertion <2 dB puissance moyenne admissible : 1 W
	Modulateur 68 T 2	bande X : (8 à 11 GHz) atténuation maximale >35 dB (largeur de bande : 300 MHz) perte d'insertion <1,5 dB
Sesco	Modulateur	intégré en microstrip bande : 1 à 9 GHz découplage ⩾30 dB perte par insertion ⩽1 dB
Microwave	Modulateur	à diode (commutateur) avec driver de commande intégré bande de fréquence : 2 - 4 GHz vitesse ce commutation : 20 ns pertes par insertion : 1,5 dB
L.T.T.	Limiteur	bande X puissance moyenne : 225 W puissance crête : 0,5 à 225 kW affaiblissement à bas niveau : 1,2 dB
Ferranti	Limiteur 402.L	à varactor bande de fréquence (8,5 à 9,1 GHz) perte par insertion : 0,8 dB
	Limiteur 403.L	à varactor bande de fréquence (9,0 à 9,7 GHz) perte par insertion : 0,8 dB
Thomson-Varian	Multiplicateur de fréquence T.V. 10 015	entrée : 96 M sortie : 2 304 MHz puissance : 1 W - CW
Telefunken	Multiplicateur de fréquence solide TFV 17,6	puissance de sortie : 10 mW bande de fréquence de sortie : 5 à 6 GHz fréquence d'entrée : 350 MHz
La Radiotechnique	Varactor	multiplicateur de fréquences de 1 à 4 GHz à l'arséniure gallium puissance dissipée : 3 W
Texas	Diode	mélangeur UHF à effet Schottky faible facteur de bruit : 6 dB nominal à 900 MHz temps de recouvrement : 50 ps
Sylvania	Mélangeur	équilibré, intégré, bande X facteur de bruit : 7 dB
Sesco	Mélangeurs	cristaux de 3 cm de catégories E et F (ce qui correspond à un tri en bruit) sortie jusqu'à 3 GHz
Sylvania	Oscillateur	à diode à avalanche : 8 200 à 12 400 GHz puissance de sortie : 10 mW rendement : 2 %
Texas	Oscillateur	4 GHz au silicium à structure plane épitaxiée puissance de sortie : 10 mW à 4 GHz
Thomson-Varian	Générateur à l'état solide TV 9 319	bande Ku puissance : 70 mW CW
	Genhystors	sources hyperfréquences à l'état solide qui rencontrent un succès dans le domaine des engins
La Radiotechnique	Générateur	en bande X utilisant l'effet Gunn fréquence : 11 GHz puissance : 10 mW C.W.
Microwave	Sources	à l'état solide accordable bande de fréquence : 16,1 à 16,7 GHz puissance de sortie maximale : 6 mW
	Commutateur	diode commutatrice coaxiale uni polaire à rejet double vitesse de commutation : 200 ns bande de fréquence : 1 020 à 1 100 MHz puissance-crête : 2,5 kW puissance moyenne : 25 W perte d'insertion : 0,5 dB
	Commutateur d'antenne	bande L ; équipant le projet « Jaguard » Capacité de protection contre le claquage « fail safe » assurant une opération continue en cas de claquage de la commande de l'alimentation ou de la diode bande de fréquence : 1 030 - 1090 MHz puissance crête : 1,25 kW pertes par insertion : 0,7 dB
	Source de bruit	semi-conducteurs ; elles existent dans la bande 2 à 12 GHz, avec des largeurs de bande de 20 %
Alpha	Amplificateur paramétrique	facteur de bruit : 2,5 dB à 3 000 MHz
L.T.T.	Amplificateur paramétrique R. 2 995	refroidi à 77 °K, fonctionne dans l'azote liquide, il est étudié pour le CNET bande de fréquence : 0,9 à 1 GHz largeur de bande : 5 % de la fréquence centrale pertes d'insertion : 0,25 dB puissance moyenne : 30 W puissance crête : 30 kW



Microwave : sources de bruit

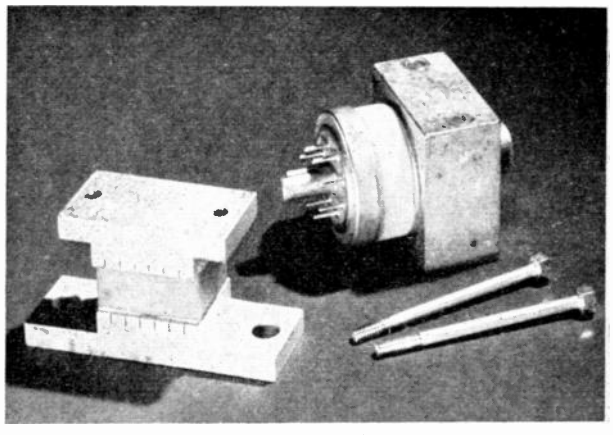
• Il est à signaler que pour la première fois à Mesucora, une firme française présentait une source solide de faible volume malgré sa puissance 7 Gkz — 1 W. Cet émetteur (système CEA), présenté par Sud Aviation comprend un oscillateur de puissance transistorisé suivi d'étages multiplicateurs de fréquence à varactors.

2° Tubes hyperfréquences

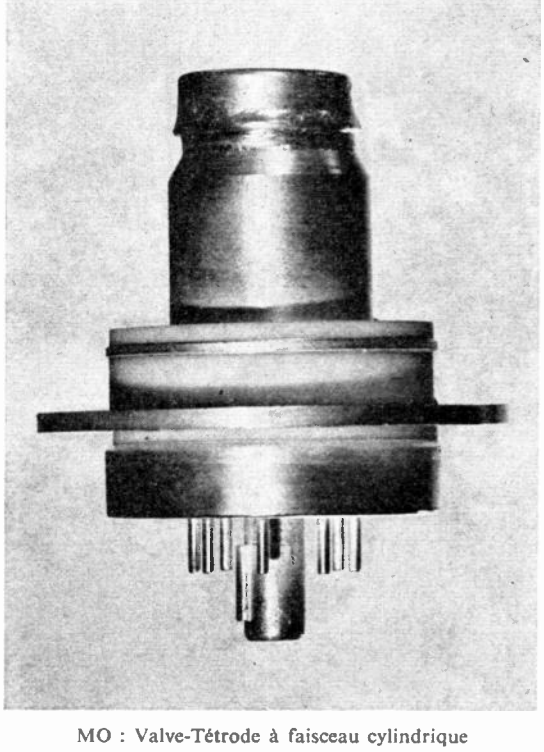
Les tubes hyperfréquences, et en particulier les tubes de puissance, restent du domaine des grands constructeurs traditionnels : I.T.T., THOMSON-VARIAN ; C.S.F., etc., ce qui offre un marché plus restreint que pour les dispositifs miniaturisés, mais non point inactif. Là encore nous avons surtout relevé des perfectionnements.

I.T.T.	Triode 3 J/187 E	refroidie par air puissance de sortie en classe C : 9 kW sous une tension anode de 6,5 kV La version céramique travaille jusqu'à 220 MHz à plein rendement.
	Triode 3 RC/223 E	refroidie par air (Classe C) puissance de sortie : 26 kW sous une tension anode de 6 kV Elle monte jusqu'à 100 MHz à plein rendement
	Triodes	de puissance pour chauffage industriel puissance de sortie : 0,3 à 40 kW fréquence de 30 à 220 MHz
	Tétrode 4 KC/160M	U.H.F. ne nécessite pas de refroidissement par air forcé, donc gain d'espace et de prix de revient Elle est refroidie par eau ou par convection. Elle utilise un bloc isolant en céramique « Béryllia »
	Tétrode 42 C/300 J	refroidie à la vapeur ; aux performances très linéaires puissance de sortie : 40 kW en classe AB Elle existe aussi refroidie par circulation forcée d'air et par eau
	Tétrode 4 JC/2 015	refroidie par air forcé puissance de sortie : 12 kW appropriée pour l'application à la TV en bande 3
M.O. VALVE	Tétrode E 3 107	à faisceau cylindrique refroidie par conduction construction métal/céramique amplificateur de puissance pour des fréquences atteignant 500 MHz dans les émetteurs mobiles
THOMSON-VARIAN	Klystron amplificateur - T.V. 2 030	appareil à une sortie à large bande bande S. Puissance moyenne : 20 kW puissance crête : 20 MW
	Tératron T.V. 2 092	klystron amplificateur en impulsion bande passante : 10,5 % puissance moyenne : 185 kW puissance crête : 7,5 MW
	Klypacs	Klystrons reflex avec alimentation incorporée
	Klystron amplificateur TV 20 32	bande X puissance : 5 kW-CW
	Klystron amplificateur TV. 884	bande C fréquence : 5 925 - 6 925 MHz puissance : 14 kW - CW (prototype)
C.S.F.	Klystron F. 2 055 DESY	puissance moyenne : 250 kW puissance crête : 500 kW fréquence : 500 MHz
	Klystron F. 2 057	fréquence : 590 à 870 MHz puissance : 50 kW - CW
THOMSON-VARIAN	Magnétron T.V. 1 023	destiné aux applications industrielles (pré-série) bande : 2 415 - 2 485 MHz puissance (chauffage) : 2,5 kW
M.O. VALVE	Magnétron E 3 136	à modulation de fréquence par impulsions stationnaires tension : 800 V puissance fournie : 50 à 300 W bande de fréquence : 9 à 11 GHz
C.S.F.	Carpitron F 4 188	carcinotron piloté fréquence : 5 925 à 6 425 MHz puissance : >200 W - CW
	Carpitron F 4 190	fréquence 15 400 à 18 000 MHz puissance : ≃100 W CW
THOMSON-VARIAN	Tube à champ croisé	en prototype - Bande X bande passante : 9 000 - 9 600 MHz puissance moyenne : 1 300 W puissance crête : 520 kW
C.S.F.	T.P.O.M.	générateur de bruit à large bande puissance : ≃100 W - CW
	T.P.O. F 4 181	fréquence : 5,9 à 6,5 MHz gain : 37 dB puissance : >16 W
	T.P.O. F. 4185	moyenne puissance >4 W gain : 41 dB fréquence : 10,6 à 13,5 MHz
	T.P.O. F. 4115 A	faible bruit fréquence : 28 à 34 GHz gain : >20 dB facteur de bruit : <15 dB
SIEMENS	T.P.O.	de haute puissance bande de fréquence : 5,925 à 6,425 GHz tube d'émission à large bande pour l'exploitation multi-porteurs des stations terrestres de communication radio par satellite
THOMSON-VARIAN	Topacs	tubes à ondes progressives avec alimentation incorporée
I.T.T.	T.P.O. W3/2G	bande de fréquence : 10,7 à 13,2 GHz puissance de sortie : 12 W maximum gain : 43 dB avec puissance de sortie de 5 W

FERRANTI	T.R. 401	bande de fréquence : 9,30 à 9,56 GHz pertes par insertion : 0,6 dB
	T.R. 402	bande de fréquence : 8,5 à 9,1 GHz pertes par insertion : 0,8 dB
THOMSON H.H.B.	réémetteurs	de 40 W à 2 kW à voie unique pour passage simultané de l'image et du son



ITT : Tétrode 4 kc/160 M

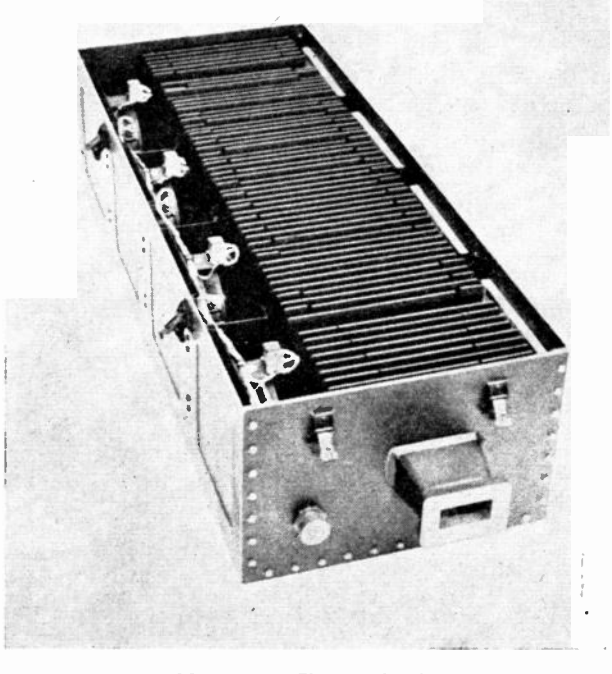


MO : Valve-Tétrode à faisceau cylindrique

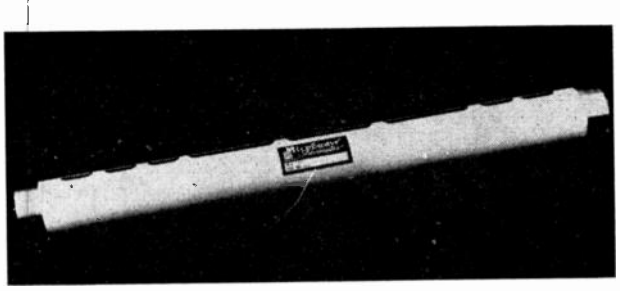
3° Composants passifs

Dans ce domaine encore la miniaturisation étend son règne sur de nombreux appareils. Nous avons remarqué parmi beaucoup d'autres dispositifs :

FERRANTI	Circulateur 16 MCD 33	bande de fréquence : 9,5 à 9,7 GHz puissance moyenne : 1 W puissance crête : 1 kW pertes par insertion : 0,3 dB
	Circulateur 16 MCD 35	bande de fréquence : 9,6 à 9,9 GHz puissance moyenne : 100 W puissance crête : 3 kW pertes par insertion : 0,3 dB
LA RADIO-TECHNIQUE	2 circulateurs à ferrite	7,425 à 7,725 GHz et 0,47 à 0,60 GHz
	Isolateur	6,0 à 6,4 GHz
L.T.T.	Isolateur miniature R. 2691	avec fiches de sortie sur fils bande de fréquence : 0,170 à 0,210 GHz largeur de bande : 5 % de la fréquence centrale puissance : 1 W
FERRANTI	Isolateur 15 HD 12	bande de fréquence : 7,2 à 7,5 GHz pertes par insertion : 0,5 dB
	Isolateur	bande de fréquence : 13,25 à 13,35 GHz pertes par insertion : 0.3 dB
	Filtre 15 FC 51	en cuivre bande de fréquence : 7 000 à 7 750 MHz bande passante : 28 MHz minimum.
	Filtre 16 FI 41	en invar bande de fréquence : 10 700 à 11 700 MHz bande passante : 28 MHz minimum
L.T.T.	Filtre	à 8 - 12 GHz pertes d'insertion : 4 dB bande passante : 20 à 40 MHz
ALPHA	Commutateurs	électromécaniques en bande X de haut pouvoir de coupure et isolement >60 dB
L.T.T.	Déphaseur R.28 17 B	Appareil volumineux : 40 kg assurant un déphasage absolument linéaire bande de fréquence : 0,45 à 0,55 GHz pertes d'insertion : 0,5 dB déphasage minimal : 90°
MICROLAB FXR	Charge adaptée	bande S : capable de dissiper une puissance moyenne de 20 kW sans l'utilisation d'un liquide réfrigérant.
MICRO-WAVE	Ligne à retard	de type 0 variable largeur de bande dynamique : 20 octaves bande de fréquence : 1 100 à 2 300 MHz pertes d'insertion : 40 dB pour 150 ns de retard.



MICROLAB : Charge adaptée

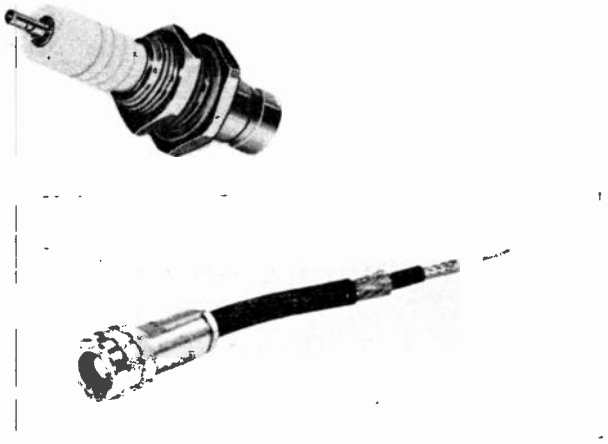


MICROWAVE : Ligne à retard.

CONNECTEURS ET CABLES COAXIAUX

En cette matière, les nouveautés sont orientées principalement vers une plus grande miniaturisation. Ainsi trouve-t-on :

Chez RADIALL : — dans la série MINIQUICK encliquetables à sertir, des connecteurs haute tension et triaxiaux — la série SUBVIS et SUBCLIC à sertir, à vis et encliquetage, toutes les séries existantes livrables en modèles hermétiques (de 10^{-6} mm de Hg à 20 kg).



RADIALL. — Connecteurs série Miniquick.

Chez OTTAWA : le type MCO (conforme au projet CCTU 10-04, série miniature KMV) à encliquetage et à vis.

Tous deux livrent fiches et prises surmoulées, solution économique dans le cas des cordons de faible et moyenne longueur.

Dans les câbles coaxiaux, on remarque chez FILOTEX le microcoaxial 50 VMTX (50 Ω, 90 pF/m) et un nouveau coaxial aéré au PTFE (c = 42 pF/m).

FILS ET CABLES

L'amélioration des performances sous un encombrement moindre se traduit chez GEOFFROY DELORE par des fils supportant jusqu'à 1 040° et résistant aux radiations atomiques grâce à un isolant inorganique (fibres de verre ou de quartz tressées).

Chez FILOTEX par des câbles haute température à isolant caoutchouc de silicone (Filcone), un fil isolé baptisé Kynar (en réalité un mélange de FEP et de superpolyamide), des fils à isolant mixte polyamide+PTFE, une gamme de fils à isolation polyimide « FILOTON ».

Chez PERENA par un nouveau matériau isolant pour usages aérospatiaux, le KAPTON : polyimide obtenue par réaction de l'anhydride pyromellitique sur une diamine aromatique et qui possède une très bonne tenue aux rayonnements. PERENA généralise également la livraison de fiches ou prises surmoulées de tous types.

CABLAGES IMPRIMÉS

1° Supports et cartes

Les nouveautés se situent dans deux directions : le développement des matériaux supports pour circuits souples d'une part et multicouches d'autre part, le développement des techniques de fabrication correspondant à ces types de circuits chez les fabricants de circuits imprimés : circuits souples destinés à faciliter les interconnexions principalement dans la recherche de solutions économiques, cartes multicouches très élaborées destinées à l'interconnexion des circuits intégrés et en couches minces, destinées aux matériels de haute qualité.

Pour les supports, on a pu remarquer chez DROUET : le CT 80, support souple sur mylar ou terphane, de 9 à 250 μ d'épaisseur ; le MC 70, verre époxy de 0,03 à 0,33 mm pour multicouches, permettant de réaliser 20 couches dans une épaisseur de 2 mm (lorsqu'il est préimprégné, c'est le PCM 70).

Chez les nombreux fabricants de circuits imprimés, on a surtout remarqué chez COMELIM plusieurs modèles de cartes à 9 et 11 couches pour éléments de calculateurs et une carte de liaison à 13 couches présentée avec sa bande de test.

SEM (Société de constructions électro-mécaniques de Seine-et-Marne) montre : des blindages pour circuits imprimés en laiton 5/10 étamé à chaud au pas de 2,54 mm. Les éléments à découper (de 10 à 20 mm de hauteur), livrés en bandes de 1 000 mm, sont soudés par leurs ergots dans les trous normalisés de la carte et assemblés dans le haut par des clips ; une amélioration au procédé de soudure des cartes : aussitôt après soudure au rouleau, la carte est trempée dans un bain d'huile sous pression (puis lavée), ce qui a pour effet de faire disparaître les aspérités de la soudure et de donner au circuit un fini bien supérieur.

2° Connecteurs

Ceux-ci évoluent dans le sens de la miniaturisation et de l'adaptation aux cartes doubles-faces et multicouches.

Le modèle normalisé CCTU HE 701 (Mai 1966) au pas de 2,54 mm, enfichable ou encartable, 11 à 47 contacts en ligne, fabriqué à l'origine par SOCAPEX, SOURIAU et FBR est présenté cette année par une dizaine de fabricants. SOURIAU le présente sous le numéro 8601 avec les contacts de la fiche décalés pour moitié en profondeur afin de réduire la force d'insertion.

Le modèle enfichable au pas de 1,27 mm en quinconce, 17 à 84 contacts, en cours de normalisation, présente le même encombrement que les connecteurs de la série précédente, afin que les cartes qui en sont munies puissent être montées sur les mêmes racks et utiliser les mêmes glissières. Il a déjà fait son apparition sur plusieurs stands, en particulier SOCAPEX, FRB, ELCO. SOURIAU lui, présente sous le numéro 8610 un connecteur dont les deux guides de la fiche sont montés sur un six pans, réalisant ainsi un codage à 36 positions.

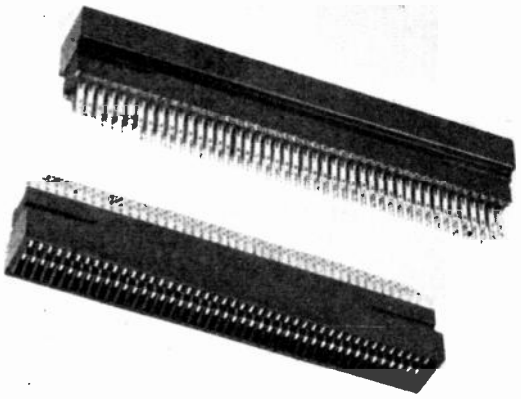
SOURIAU présente aussi, sous le numéro 8605, un connecteur enfichable à 160 contacts au pas de 1,27 mm en ligne, destiné au raccordement sur cartes de liaison des cartes doubles faces ou multicouches à forte densité de microcomposants. Le contact femelle présente quatre points de pression sur le contact plat mâle.

SOGIE présente le MS au pas de 3,96 mm, à 5 ou 8 contacts.

RADIOTECHNIQUE-COPRIM présente un nouveau type encartable au pas de 2,54 mm à 90 contacts pour cartes doubles faces de 1,4 à 1,8 mm d'épaisseur. La forme particulière des ressorts de contact garantit un double contact par point.

AMP/FRANCE présente le « MODU BOX », au pas de 2,54 mm utilisable en 1,27 mm par perçage de la carte. En liaison carte sur carte, il peut être utilisé également au pas de 1,27 mm grâce à une astuce de double orientation des contacts de l'embase. En s'insérant dans la carte par découpe, le fichier contribue à son raidissage. Les sorties de l'embase se font par fil à souder, queue à sertir ou à termi-point. Ce dernier système original consiste en un assemblage du fil par clip sur une queue semi-plate, et permet de fixer 4 fils différents sur un même contact, avec possibilité de détacher et de refixer n'importe lequel de ces 4 fils selon les besoins. Le MODU BOX n'est encore offert qu'en version 62 contacts, mais il est prévu d'étendre sa gamme de 26 à 98 contacts.

AMP (US) présente aussi le MECA, à 160 contacts au pas de 1,27 mm en ligne pour circuits imprimés multicouches. Long de 13,5 cm, son prix serait d'environ 800 F.



RADIOTECHNIQUE-COPRIM. — Connecteur pour câblage imprimé 90 contacts.

BURNDY offre une série PB au pas de 2,54 mm et une série PC au pas de 3,96 mm présentant toutes deux la particularité de comporter deux sorties à sertir pour chaque contact, ces sorties étant en outre séparées par groupes, grâce à des colorations variables des groupes de sortie sur l'embase.

ULTRA ELECTRONICS (COMPONENTS) LTD présente deux séries de modèles encartables au pas de 2,54 mm et 1,27 mm, pour cartes doubles faces. Ces séries comportent 20+20, 30+30, 50+50 et 64+64 contacts.

FERRANTI offre, au pas de 3,81 mm, les séries EXD, EXP, encartables, à faible force d'insertion, où les contacts sont constitués de deux lamelles serrées par un ressort qui les relient entre elles.

Dans les systèmes d'assemblages préfabriqués pour cartes imprimées, on remarque le système CAMRAK, de CANNON, qui existe en quatre dimensions. Les connecteurs reliant à la carte de liaison les diverses cartes insérées dans des rainures verticales sont à mâchoires mobiles commandées individuellement de l'extérieur du rack. On supprime ainsi l'effort d'insertion tout en assurant une pression des contacts bien supérieure à la normale.

ORGANES DE RACCORDEMENT

1° Connecteurs cylindriques

Augmentation de la densité des contacts et amélioration de la résistance à des conditions d'environnement plus sévères marquent encore cette année l'évolution des connecteurs, en particulier pour les types destinés à l'aéronautique et à l'espace.

• SOURIAU présente ses connecteurs 89 « type moteur » conformes à la norme MIL-C-5015 D classe K (à l'épreuve du feu) destinés à l'équipement des turbo-machines aéronautiques. L'isolant est en céramique, les contacts en nickel. Ils existent en deux versions :

1° température de fonctionnement 175 °C, étanches au ruissellement ;

2° 350 °C, étanches à la fixation des embases.

Dans les deux cas, l'embase fait office de pare-flamme, même après détérioration de l'isolant.

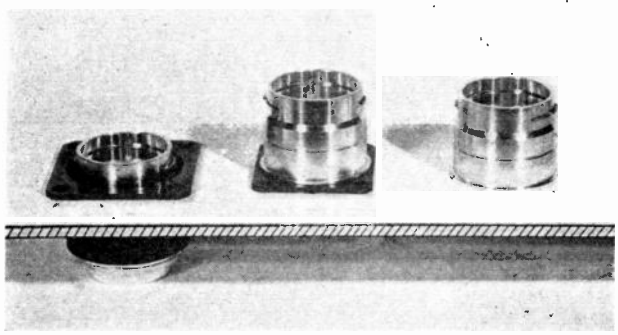
— Dans sa série 85 : le 8522 conforme à la norme NAS 1599 (étanche, isolant élastomère silicone, boîtier en alliage léger protégé, verrouillage à vis ou à baïonnette, trois tailles de contacts à sertir cuivre-or démontables par l'arrière, 3 à 61 contacts) et le 8525 (mêmes caractéristiques mais isolant élastomère silicone fluoré, boîtier protégé par oxydation anodique noire) destiné à l'avion Concorde. Ces connecteurs sont interchangeables avec les modèles conformes aux spécifications MIL-C-26482 et MIL-C-26500 ;

— Une modification du modèle 84 conforme au PrL 54120, le 845 avec corps en acier, étanche sous 4 m d'eau, équipé de contacts à souder démontables. Il est destiné à l'équipement des chars. Un manchon de protection au vent de sable peut lui être adapté.

• SOGIE présente la série RM, petit connecteur moulé à 2 ou 4 contacts.

• FRB complète par le modèle D13 d'un calibre supérieur la série de ses connecteurs push-pull D09 à 12 spécialement conçus pour utilisation dans les équipements électroniques et électro-mécaniques industriels. Ce connecteur offre une gamme de combinaisons de contacts coaxiaux, haute tension ou blindés, et de contacts à 5, 8 ou 25 A ; la protection des éléments métalliques du boîtier par les pièces extérieures en thermoplastique allie la légèreté à une résistance élevée aux chocs et une protection élevée contre tout risque d'électrocution. Ce modèle est utilisé par l'ORTF.

FRB. — Connecteur cylindrique modèle D13.



FRB. — Trois types d'embase de connecteur modèle D13.

• JAEGER présente sa série MINIATURE, de 3 à 55 contacts, push-pull, à contacts mobiles démontables par l'arrière, à sertir ou à souder.

• SOCAPEX offre les raccords K, raccords presse-étoupe à serre-câble alliant les qualités d'étanchéité et de retenue efficace du câble. Ils peuvent équiper les connecteurs à souder ou à sertir ainsi que les connecteurs PYGMY, version industrielle, à contacts démontables à sertir.

• PLESSEY présente le MARK 4 - HD, amélioration du MARK 4 par augmentation de la densité des contacts dans le même boîtier.

• DEUTSCH présente la série DBA 70 « type Marine », push-pull, 3 à 61 contacts, haute température (— 70 °C à + 200 °C), à contacts à sertir, à montage et démontage par l'arrière au moyen d'un outil plastique consommable ; la série DBA 50, mêmes caractéristiques, en version verrouillage à baïonnette conforme aux normes NAS 1599 et 1600, utilisée sur le Concorde.

• AMPHENOL a réalisé l'ASTRO 348, modèle cylindrique à haute densité retenu par la Marine américaine pour conformité à la spécification MIL-C-81511 (15 mars 1967) après un concours entre neuf fabricants. Ce modèle sera fabriqué également en Europe.

• SOCAPEX importe de BENDIX le « PANCAKE » série JT, connecteur miniature haute densité, en deux versions : 150 °C pour contacts à souder ou à sertir, et 200 °C en contacts à sertir seulement ; la série BT-M connecteurs spéciaux haute température (corps en acier inox, isolant céramique) utilisé sur les cellules-moteurs du Concorde. Ils supportent : 1350 °C pendant 5 mn, 250 °C en fonctionnement permanent, et une exposition directe de 15 mn à la flamme. Une deuxième classe peut fonctionner en permanence à 300 °C et supporter 800 °C pendant 20 mn.

• BURNDY présente la série industrielle miniature « UT-BANTAM », équipée de boîtiers identiques à ceux de la spécification MIL-C-26482 et du PrL 54125, et offrant 4 à 48 contacts à sertir dans un boîtier en aluminium et un isolant moulé en résine phénolique renforcée de fibres de verre, ainsi que la série MSM, 14 à 152 contacts. Ces deux modèles utilisent même matière isolante et mêmes contacts, offrant tous deux divers mélanges de contacts coaxiaux ou non, tous à sertir. Les contacts coaxiaux comportent un sertissage sur l'âme et un sertissage sur le conducteur extérieur.

2° Connecteurs pour racks et panneaux

• SOCAPEX améliore ses connecteurs de rack de la série 70 répondant à la spécification CCTU 08-07 fasc. 5, modèles HE 501 et SC 1-6020 A, en les livrant avec des contacts à entrée fermée dans un isolant en diallyl-phtalate ou thermoplastique.

• SOURIAU réalise avec sa série 8290 des connecteurs rectangulaires de grande robustesse, interchangeables à la fixation avec les connecteurs conformes à la spécification MIL-C-21617. Cinq combinaisons de brochages sont proposées dans un seul type de boîtier : les contacts de 1,5 ou 3,5 mm de diamètre sont panachés ou non avec des contacts coaxiaux (maximum 8 coaxiaux ou 40 contacts de 1,5 mm). Le raccordement des câbles s'effectue par sertissage avec la pince standard PrL 54126 (ou MS 3191) et pour les coaxiaux la pince à sertir BURNDY MR8-PV-S (on ne sertit que sur le conducteur extérieur, l'âme du câble étant soudée). C'est le boîtier mâle qui reçoit les isolants munis de douilles. Il dispose d'une fixation élastique permettant de rattraper automatiquement l'écart d'alignement possible entre le connecteur de fond de tiroir et celui monté sur le châssis.

• De même, FRB a adapté ses séries E10 et E11, conformes aux spécifications CCTU 08-07 fasc. 6 et MIL-C-8384 B pour leur permettre de se monter désormais en fond de rack, grâce à une pièce permettant de rattraper un désaxement pouvant atteindre 2 mm. Les modèles allant jusqu'à 75 contacts bénéficient de la douceur d'extraction du contact HC breveté par FRB et employé sur la plupart de ses connecteurs (les contacts électriques femelles sont constitués de fils confondus avec les génératrices rectilignes d'un hyperboloïde de révolution à une nappe, fils travaillant à l'allongement avec un taux très faible d'élasticité).

• ELCO a amélioré sa série 8016 « MINIATURE VARICON/VARILOK », à verrouillage à vis, en offrant cinq types à 20, 38, 56, 90 et 120 contacts à souder, sertir, ou pour connexions enroulées sans soudure.

• CANNON, avec sa série 2D, rectangulaire à boîtier métallique, offre 15 à 101 contacts à haute densité. Son MICRO D, également miniature, comporte deux contacts coaxiaux et cinq contacts ordinaires, tous à sertir. Ce connecteur peut être monté à flanc de carte ou livré avec une nappe de fils isolés coton.

3° Divers

• TUCHEL KONTAKT a normalisé une série de boîtiers métalliques étanches dans lesquels peuvent se monter diverses combinaisons d'isolants ; il présente également une embase à deux rangées de 5 contacts dans laquelle s'insère soit un jack à voyant lumineux établissant les 5 contacts, soit une fiche pour prise de test.

• SOCAPEX a introduit : — dans sa série SM, éléments empilables à contacts démontables, l'élément à 3 contacts 25 A et celui à 8 contacts 5 A (contacts démontables à souder ou sertir) ; — dans sa série 67, éléments empilables miniatures hermaphrodites, des éléments nouveaux à 4 contacts 2,5 mm ou à 2 contacts coaxiaux (tous deux à souder ou à sertir).

• PLESSEY (U.K.) présente sa pince à sertir UNICRIMP, qui réalise sans réglage préalable un sertissage carré sur des fils allant jusqu'à un diamètre de 5,08 mm max. La pression de sertissage s'adapte automatiquement au format du câble et du contact ; l'outil reprend sa position après chaque sertissage, mais seulement après que l'opération de sertissage ait été complétée. Il comporte un compteur incorporé.

COMMUTATEURS, INTERRUPTEURS, RELAIS

On constate, dans ce domaine, un effort considérable pour unifier les modèles et améliorer la qualité. Peu de composants réellement nouveaux ont été présentés.

1° Commutateurs rotatifs

Les commutateurs rotatifs à fixation par le canon à corps cylindrique protégé de 12,7 mm de diamètre, à sorties arrière, présentés l'an dernier par ALCO (USA) et DAVEN (USA) sont exposés cette année par NIHON (Jap.) et ULTRA-COMPONENT (UK). Un modèle analogue, en 16 mm de diamètre est présenté par MAYR-ET-VINKLER (All).

Des commutateurs rotatifs à fixation par le canon, à corps cylindrique protégé et à sorties latérales sont réalisés avec un corps de 13 mm de diamètre par IEC et OAK (USA), 16 mm par JANCO (USA), 20 mm par JEANRENAUD, 24 mm chez ALPS (Jap) et 26 mm chez IEC.

Un commutateur rotatif miniature pour câblage imprimé est présenté par RES. La section du dispositif de commande est 15 × 15 mm, mais les galettes ont une section hors tout de 15 × 10,9 mm.

Des commutateurs rotatifs avec moteur pas à pas sont exposés par AEM-GP et ATI, équipés de galettes classiques, et par HAYDON (USA) équipés de galettes en cartes imprimées.

Des commutateurs rotatifs plats, empilables à galettes en cartes imprimées, à dix positions avec affichage de voie, sont présentés par AMEC, OAK (USA), PAINTON (UK), PLESSEY (UK), RTC, STOLEC (UK) et STOW-ELECTRONICS (UK). Ces commutateurs sont destinés à être utilisés dans toutes les applications électriques ou électroniques comportant une sélection manuelle.

2° Interrupteurs

Des interrupteurs inverseurs miniatures à levier, à fixation par le canon, tous du même type, sont présentés par CUTLER-HAMMER (USA), METOX, NIHON (Jap), NSF (UK), PAINTON (UK), TELEFUNKEN (All). Mais c'est surtout chez ROGERO qu'on trouve la série la plus complète allant de un à quatre inverseurs, avec ou sans rappel de levier, étanche ou non étanche, à contacts argent ou or.

3° Relais électromécaniques

Dans le domaine des relais cylindriques étanches, ACRM-CDC présente un relai deux inverseurs 1 A 30 V et un relai six inverseurs 1 A 30 V, équivalents des modèles STPI classiques.

Des relais cylindriques miniatures étanches de 9,4 mm de diamètre, coupant 0,5 A sous 30 V, sont exposés en un inverseur par PLESSEY (UK) et en deux inverseurs par TELEDYNE (USA).

Les relais parallélipipédiques étanches deux inverseurs et quatre inverseurs 10 A 30 V qui se présentaient l'an dernier chez AEM-GP avec une hauteur de 33 mm, n'atteignent plus maintenant que 26 mm de hauteur chez ECE et LEACH (USA).

Dans le domaine des relais miniatures étanches de forme parallélipipédique, un certain nombre de nouveautés sont à signaler. Le modèle de taille « cristal » coupe sous 30 V 3 A chez PLESSEY (UK), 4 A chez AEM-GP et CSF, 5 A chez ECE. Le modèle « demi-cristal » coupe sous 30 V 2 A chez AEM-GP, CSF, ECE, FILTORS (USA), LEACH (USA), STPI et 4 A chez HIGH G (USA). Le modèle « sixième de cristal » deux inverseurs 1 A 30 V, présenté l'an dernier par AEM-GP et WABCO (USA) est présenté cette année par CSF et BOURNS (USA).

Dans le domaine des relais bistables, les modèles les plus intéressants sont présentés par :

— LPM avec un relai à deux contacts travail alternés 0,5 A 30 V de 8×8 mm de base et 6,5 mm de hauteur ;

— FIFTH DIMENSION (USA) avec un modèle plat de 4,3 mm de hauteur sur une base de 10,2×4,1 mm, dont le fonctionnement est basé sur le déplacement d'une mince couche de mercure entre des contacts ; il est utilisable dans toutes les positions ;

— TELEDYNE (USA), avec un modèle un inverseur 0,5 A 30 V dans un boîtier du type T 05.

4° Relais à lame souple sous ampoule

Les ampoules, où le collage des contacts est assuré par le champ magnétique d'une bobine ou d'un aimant, sont très largement utilisées par de nombreux fabricants de relais. ARNOULD, ASTRALUX. DYNAMICS (USA), CSF, EUROPELEC, IBM, LEACH (USA), LORENZ (All), MTI, SEEM, SEPE, SET présentent de nombreux modèles de relais qui, avec des puissances de commande de quelques centaines de milliwatts, peuvent couper quelques centaines de milliampères, ou même quelques ampères si les contacts sont mouillés au mercure.

Les fabricants d'ampoules correspondants sont CIFTE, CSF, ELLIOT (UK) GORDOS (USA), HAMLIN (USA), IBM, LORENZ (All), SCHRACK (All), WILLY. GUNTHER (All). Les ampoules à contacts secs les plus utilisées ont des longueurs d'environ 1 cm, 1 pouce, ou 2 pouces.

DISPOSITIFS A EFFET DE CHAMP

La tendance dans le domaine des triodes à effet de champ est actuellement orientée vers trois directions principales :

— dispositifs peu coûteux en boîtiers plastiques (MOTOROLA, TEXAS INSTRUMENTS, etc.).

— dispositifs de performances élevées en fréquence et en bruit : à titre d'exemple la triode à grille jonction 2 N 4416 de UNION-CARBIDE et la triode MOS K 1201 de KMC ont un gain de 10 dB à 400 MHz avec un facteur de bruit de 4 dB. La triode SF 8556 de TEXAS INSTRUMENTS peut même être utilisée à 800 MHz.

— circuits intégrés à triode MOS (citons à titre d'exemple l'accumulateur à 64 eb MEM 3064 de GENERAL INSTRUMENTS).

Les constructeurs français offrent maintenant les deux types de triodes.

Pour les triodes type MOS :

— COSEM-SILEC produit la famille des MOS « statistors »

— RADIOTECHNIQUE-COPRIM, les MOS BF×63 et BS×82.

Pour les triodes à grille de jonction :

— SESCO produit les triodes de la famille des « gridistors »

— RADIOTECHNIQUE-COPRIM, les types 144 BFY A et 144 BFY B.

MICROÉLECTRONIQUE

La microélectronique est incontestablement la grande vedette de ce 10e Salon des Composants qui, s'il n'a pas révélé de nouveauté révolutionnaire, a néanmoins montré, par rapport au précédent salon, une progression sensible tant dans le domaine des performances que par la diversité des circuits offerts par tous les constructeurs.

• Du côté des circuits intégrés logiques à semiconducteur, on a pu noter une double orientation, tant chez les constructeurs français qu'étrangers :

— amélioration de la rapidité (t_{PD} = 6 ns pour les logiques rapides TTL et 1 à 2 ns pour la logique ECL).

— réduction de la consommation des fonctions élémentaires ; l'utilisation de la technique MOS, en est un exemple.

L'aspect positif le plus significatif qui apparait au travers des visites des stands des nombreuses firmes françaises est, sans aucun doute, celui qui fait ressortir le progrès réalisé dans la maîtrise des techniques de base. Avec la maîtrise de ces techniques, les industriels ont entrepris un programme de production et procèdent, à l'heure actuelle, à la mise en application d'un nouveau programme plus étendu dont les grands lignes ont été dévoilées dans le cadre du Salon.

Pour les circuits intégrés monolithiques, l'effort des firmes françaises est localisé sur la réalisation en phase industrielle des familles complètes « DTL », interchangeable (tableau 1.) et, dans les mois à venir, des familles « TTL ».

• Du côté des circuits intégrés linéaires à semiconducteur, des nouveautés ont fait leur apparition depuis le dernier salon.

On note une amélioration sensible des performances :

TABLEAU I

FONCTION LOGIQUE	COSEM	RTC	SESCO	CARACTÉRISTIQUES			
				EN-TRÉES	SOR-TIES	Tpd ns	Puiss. diss. mW
Porte ET-NON à 4 entrées expansible	SFC 301	FFH 102	44 B4	4	5	25	5
Porte ET-NON à 3 entrées expansible			63 B4	3	5	25	5
Double porte ET-NON à 2 entrées (OU exclusif)	SFC 315	FFH 142	63 B4	2—2	5	25	5
Double porte ET-NON à 2 et 3 entrées (sans résistances de pull up)	SFC 330	FFH 112	72 B4	3—2	5	25	5
Double porte ET-NON à 2 et 3 entrées (avec résistance de pull up)	SFC 331		73 B4	3—2	4	25	7
Porte ET-NON de puissance à 3 entrées expansible	SFC 310	FFH 132	46 B4	3+1	20	40	36
Expanseur à 6 entrées	SFC 305	FFY 102	45 B4	6	—	—	—
Double Expanseur à 3 entrées (avec résistance)			62 B4	3—3	—	—	—
Double Expanseur à 3 entrées (sans résistance)	SFC 309	FFY 112	70 B4	3—3	—	—	—
Amplificateur pour charge capacitive à 2 entrées	SFC 350	FFH 122	69 B4	2	20	40	36
Bascule RST à Horloge commune ($R_T S_T RS$)	SFC 324	FFJ 102	43 B4		8	23	16
Bascule RST à Horloge séparée ($R_{T1} S_{T2} S$)			78 B4		8	23	16
Bascule RST à Horloge séparée ($R_{T1} S_{T2} RS$)			77 B4		8	23	16

NOTA (1) Quoique les circuits soient interchangeables électriquement, ceux développés par SESCO et RTC sont alimentés avec deux tensions alors que ceux développés par COSEM sont alimentés par une seule tension.

(2) Les Circuits RTC sont appellés FFY 101 s'ils sont « de type civil »
FFY 102 s'ils sont de « Type militaire »

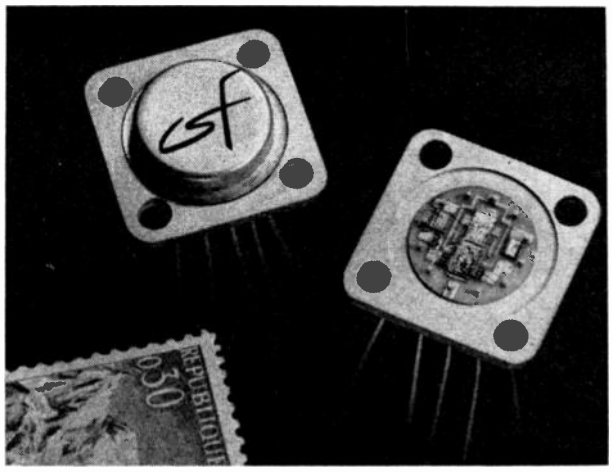
BOITIERS		
	COSEM-SILEC	F 95 (TO 100) F 87 (TO 91)
	SESCO	F 95 (TO 100) F 87 (TO 91) F 69 (TO 87)
	RTC	F 84 F 87 (TO 91)

— fréquences plus élevées (plusieurs dizaines de MHz)
— puissance BF plus importante (quelques watts)
— meilleure stabilité en température.

• Les microcircuits en couches minces sont plus spécialement adaptés à la réalisation, sous forme hybride, de fonctions linéaires où ils apportent : stabilité, fiabilité, souplesse d'emploi, tolérances plus sévères et un faible coefficient de température ; de plus, ils possèdent sur les circuits intégrés à semiconducteur l'avantage d'avoir un couplage très faible entre les éléments constitutifs et par là même de couvrir un domaine de fréquence beaucoup plus élevé. Cette technologie convient dans le domaine logique dans le cas où une très grande stabilité est exigée et également pour des vitesses de commutation très élevées encore inaccessibles aux circuits intégrés classiques.

• La technologie des couches épaisses déposées par sérigraphie complète l'arsenal de la microélectronique, et, sans posséder la précision de la stabilité des couches minces, elle est très fiable, très souple et, de plus, très bon marché. Cette technologie est appelée à un très grand avenir dans le domaine professionnel.

Nul doute que ces deux techniques sont particulièrement adaptées pour la réalisation de circuits à la demande.



CSF - Amplificateur de servo mécanisme

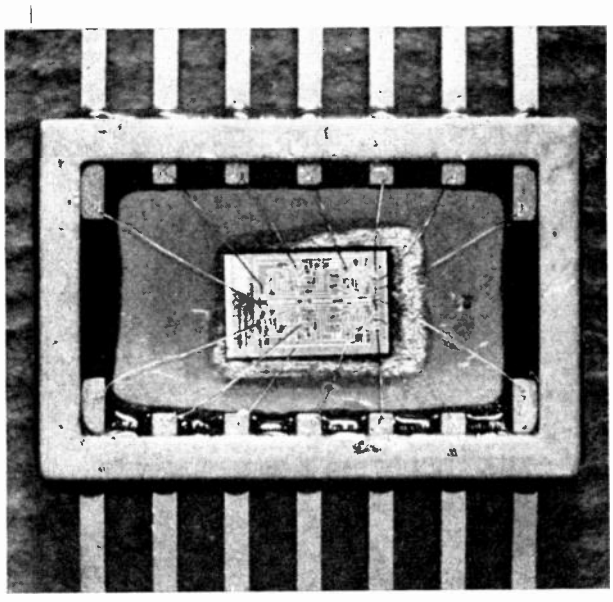
1° Circuits intégrés monolithiques

• CSF/RPC présente des dispositifs MOS à canal P ou N en silicium ayant des caractéristiques intéressantes en particulier :

— un MOS - HF pouvant osciller jusqu'à 400 MHz. Ce dispositif présente un gain de 20 dB et un facteur de bruit de 1,5 dB à 50 MHz,

— un préamplificateur MOS fonctionnant à 20 °K pour les applications infrarouge ainsi qu'un chopper à MOS,

— une logique à MOS est en cours d'étude.



CSF - Matrice de fonctions TTL

A signaler un MOS-Métre permettant la mesure des caractéristiques de ces dispositifs.

CSF oriente ses études vers les logiques rapides de type T^2L 6 ns, 20 mW et CMCTL 5 ns 100 mW.

CSF présente également un amplificateur d'asservissement intégré ayant les caractéristiques suivantes : gain en tension : 1 000 ; stabilité du gain ±20 % dans la gamme de température −55 °C +125 °C ; bande passante : telle que le déphasage à 400 Hz soit inférieur à 10° ; puissance de sortie maximale ⩾ 3,5 W ; impédance d'entrée ⩾ 10 kΩ.

• COSEM-SILEC propose, en plus de la logique DTL 30 ns (10 mW) dont les circuits figurent dans le tableau I, une autre famille de type TTL monotension 13 ns 10 mW qui est en cours de développement ; elle sera présentée en versions civile et militaire ; en boîtier plat ou enfichable 5 circuits sont déjà réalisés et peuvent être échantillonnés ; ce sont :

— porte NON ET, à 8 entrées
— double porte NON ET de puissance, à 4 entrées
— quadruple porte NON ET, à 2 entrées
— double porte ou EXCLUSIF
— bascule JK.

En ce qui concerne les circuits linéaires, COSEM-SILEC présente :

— Un amplificateur opérationnel intégré SFC 2530 dont les principales caractéristiques sont les suivantes :

Gain en boucle ouverte : 5 000
Bande passante en boucle ouverte : 1,2 MHz
Impédance de sortie : 25 Ω
Tension de sortie maximale : ±5,2 V/1 kΩ
Rapport de réjection en mode commum : 75 dB
Coefficient de température 25 °C à 125 °C 3,8 µV/°C
−55 °C à 25 °C 8 µV/°C

Puissance consommée : 110 mW

— Une version intéressante d'un oscillateur à relaxation intégré, avec circuit séparateur, ce circuit utilisant des transistors « unijonctions ». Caractéristiques annoncées : $F = 21{,}6$ kHz $\Delta F/F < 1\%$ pour $-55\ °C < T < 125\ °C$

• RADIOTECHNIQUE - COPRIM - RTC présente cinq familles de circuits logiques.

— *Série FF* : cette famille de type DTL bitension 30 ns 7,5 mW qui est fabriquée industriellement à Caen en versions civile et militaire - figure dans le tableau 1.

— *Série FC* : (mono-tension) comportant :

Portes NON-ET. Doubles portes NON-ET. Triples portes NON-ET. Quadruples portes NON-ET. Sextuples inverseurs. Triples expanseurs. Doubles séparateurs. Bascule JK. Trigger de Schmitt.

RADIOTECHNIQUE-COPRIM annonce la mise en production industrielle immédiate des deux séries suivantes de circuits logiques de la famille TTL :

— *Série FJ* comportant :

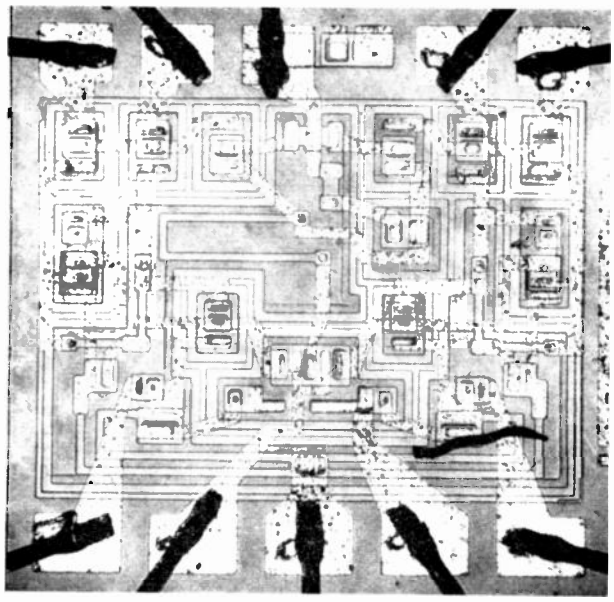
Porte NON-ET - Double porte NON-ET - Quadruple porte NON-ET - Double porte de puissance NON-ET - Double porte extensible ET-OU-NON - Double expanseur - Bascule JK - Double bascule JK - Double bascule D.

— *Série FH* comportant :

Porte NON-ET - Double porte NON-ET - Quadruple porte NON-ET - Porte ET-OU-NON - Bascule JK à entrées ET - Bascule JK à entrées ET-OU.

TABLEAU II

SÉRIES	PC		FJ		FH	
Paramètres	Porte	Bascule	Porte	Bascule	Porte	Bascule
Délai de propagation	30 ns	60 ns	13 ns	30 ns	6 ns	17 ns
Puissance moyenne consommée	11 mW	35 mW	10 mW	40 mW	25 mW	40 mW
Sortance garantie	11	10	10	10	11	11
Marge de protection au bruit	1,1 V	1,1 V	1 V	1 V	1 V	1 V



SESCO - Amplificateur de lecture

Les caractéristiques typiques à 25 °C de ces trois séries sont données par le tableau II.

RADIOTECHNIQUE-COPRIM annonce à son stand une production PHILIPS-MULLARD caractérisée par la série FK logique EECL dont les circuits présentent un faible délai de propagation : 2 ns/porte pour 60 mW et 6 ns/bascule pour 85 mW.

En ce qui concerne les circuits intégrés linéaires, RTC propose :

— *Amplificateur vidéo large bande* (TAA 231 et 232) de gain 23 dB. Facteur de bruit 4 dB. Bande 30 MHz minimum, Tension de sortie crête à crête : 6 V.

— *Amplificateur AF et IF à faible niveau* (TAA 103, 263 et 293) de gain 70 à 80 dB, de bande de 0 à 600 kHz, de puissance de sortie de 8 et 10 mW pour une distorsion de 5 %.

— *Préamplificateur AF TAA* 310 *et* 320 en boîtier TO 74 Gain en tension : 95 dB. Bande : 15 kHz. Facteur de bruit max. 4 dB.

— *Amplificateurs différentiels* en boîtier TO 91.

Types	TAA 182	TAA 192
— Impédance d'entrée Z_e		750 kΩ
— Impédance de sortie Z_e		75 Ω
— Gain différentiel en boucle ouverte	2 000	45 000
— Bande à 3 dB	500 kHz	
— Fréquence (gain unité)	20 MHz	10 MHz
— Dérive	5 µV/°C	25 µV/°C
— Off set à l'entrée	10 mV	50 nA

— Enfin les derniers nés des circuits linéaires réalisés à Caen : un préamplificateur et un amplificateur AF ayant les performances suivantes :

CIRCUITS	Amplificateur	Préampli + Ampli
Tension d'entrée pour Puissance max	500 mV eff.	4 mV eff.
Résistance d'entrée	600 Ω	400 Ω
Résistance de charge	8 Ω	8 Ω
Tension de sortie	2,4 V eff.	2,4 V eff.
Puissance de sortie	0,7 W eff	0,7 W eff
Puissance crête	1,2 W	1,2 W
Gain en tension	14 dB	56 dB
Gain en puissance	33 dB	73 dB

• SESCO, comme les autres constructeurs français, présente en circuits logiques :

— *Une série DTL* bitension 30 ns 8 mW en versions civile et militaire donnée dans le tableau I.

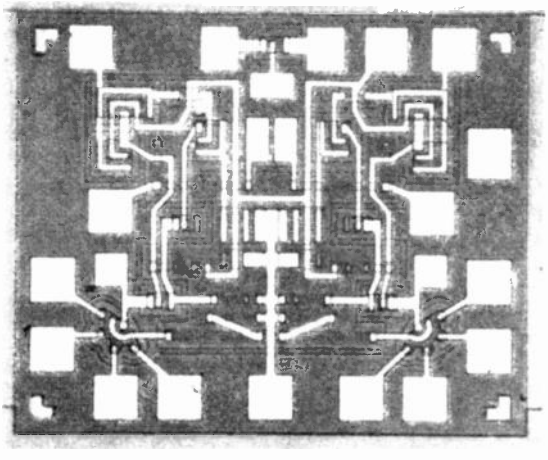
En cours de développement, la série complémentaire monotension avec fonctions multiples qui serait industrialisée courant 67.

— *Une série* I² *DTL* interchangeable avec la DT µL 930 comporte huit circuits au catalogue dont une bascule JK maître esclave.

Dans le domaine des circuits linéaires, SESCO présente trois types *d'amplificateurs différentiels*

TYPES	64 B4	74 B4	71 B4
Gain différentiel	35 dB	42 dB	40 dB
Bande	0-2,5 MHz	0-2,5 MHz	0-2,5 MHz
Tension sortie crête	± 3V	± 5V	±5V
Dérive	25 µV/°C	18 µV/°C	5 µV °C

Il y a, en étude à la SESCO, un comparateur analogique numérique et un amplificateur de lecture qui permettront de remplacer respectivement les µA 710 et µA 711.



RTC - Double porte TTL

• FAIRCHILD, après avoir lancé la DT μL et la LP DT μL a, comme les autres concurrents américains, abordé la logique rapide et a proposé à ses clients la TT μL. A noter que cette série est compatible avec les précédentes, comme il est de règle chez ce constructeur.

En ce qui concerne les circuits analogiques, trois nouveaux circuits ont retenu notre attention :

— μA 716 amplificateur de voie téléphonique pour répéteur,
— μA 713 amplificateur de lecture, qui est une amélioration du μA 711,
— μA 726 circuit composé de 2 transistors séparés mais dont les performances restent jumelées grâce à un asservissement en température intégré.

A noter également que cette firme s'intéresse à la technologie MOS qu'elle envisage d'insérer dans ses techniques d'intégration (Série micromatrix).

• Pour GENERAL INSTRUMENT, l'avenir est à la technologie MOS où il présentera en fin 67 un registre 1 000 bits qu'il portera à 10 000 bits fin 68.

Cette technologie pourtant est déjà dépassée puisque ce constructeur a lancé sur le marché le MTOS qui devrait éliminer les défauts dus aux migrations d'ions dans le SiO_2. Dans la série MEM, G.I. propose une série logique complète dont l'élément fondamental fonctionne à 200 ns.

• FERRANTI renouvelle sa DTL par une logique de type CML en cours de développement, ayant un temps de propagation de 2 ns. Dans le domaine linéaire, de nouveaux amplificateurs opérationnels et surtout des amplificateurs d'asservissement sont proposés.

• Dans le domaine logique, c'est la nouveauté du salon. MOTOROLA annonce une MECL 2 (5 ns, 100 mW, sortance 15), avec un flip flop fonctionnant à 70 MHz min. Compatible avec la MECL 1, il le sera avec la future MECL 3 à 1,5 ns annoncée par cette firme (dont un flip flop 200 MHz). Les délais ne sont toutefois pas précisés

En linéaire, le dernier né de ce constructeur est l'amplificateur linéaire MC 1709, analogue au μA 709 de FAIRCHILD.

• SYLVANIA complète actuellement les séries TTL SUHL 1 (12 ns, 15 mW) et SUHL 2 (6 ns, 22 mW).

Néanmoins les nouveautés de ce salon sont surtout orientées dans le domaine linéaire où il présente :

— 2 amplificateurs de lecture SA 10 et SA 11
— 1 amplificateur large bande 100 MHz SA 20
— 1 amplificateur opérationnel à grand gain SA 40
— 2 amplificateurs large bande avec discriminateur SA 500 et 501.

• TRANSITRON, comme ses concurrents, offre une nouvelle série logique à 6 ns - 22 mW (HL TTL série II) ainsi que des éléments mémoire 16 bits compatibles (HL TTL série III). A noter que ces nouvelles fonctions sont compatibles avec la série I (15 ns 15 mW) que l'on a encore enrichie par de nouvelles fonctions.

• TEXAS INSTRUMENT, en plus des séries connues, complète la série TTL SN 54/74 (13 ns, 10 mW, sortance 10) par de nouvelles fonctions complexes :

— additionneurs à 2 bits 15 ns (SN 74 82 N) et à 4 bits 30 ns (SN 74 83 N)
— additionneur binaire complet 60 ns (SN 74 80 N)
— décade binaire codé décimal fonctionnant à 15 MHz (SN 74 90)
— élément mémoire 16 bits 30 ns (SN 74 81 N)
— commande de tube d'affichage numérique SNX 7441.

TEXAS propose deux extensions de sa série TTL :

— La SN 54 L/74 L à faible consommation 50 ns - 1 mW-sortance 10 ;
— La SN 54 H/74 H à grande vitesse (6 ns - 25 mW, sortance 10).

Dans le domaine linéaire, TEXAS complète la série 52 par 4 circuits :

SN 52 702 analogue au μA 702 Fairchild
SN 52 709 analogue au μA 709 Fairchild
SN 52 710 analogue au μA 710 Fairchild
SN 52 710 analogue au μA 710 Fairchild
SN 52 711 analogue au μA 711 Fairchild

et lance une nouvelle famille (SN 75) d'amplificateurs de lecture pour mémoire magnétique.

• RCA présente cette année quatre nouveaux types d'amplificateurs opérationnels monolithiques : les CA 3029, 3030, 3031 et 3032, ces deux derniers étant respectivement identiques aux μA 702 A et μA 702 C.

• SIGNETICS qui est représenté par « SOVCOR ELECTRONIQUE » annonce en catalogue des familles complètes DTL et TTL.

Il présente, en outre, deux fonctions complexes, un compteur binaire et un compteur décimal.

• WESTINGHOUSE présente parmi ses nouveautés deux familles logiques :

— la Série WC 600 HL TTL ;
double porte WC 621 ;
JK WC 651 et WC 655.
— la Série WC 300 EECL.

Cette logique travaillant en régime linéaire présente des temps de propagation de 2 à 4 ns pour une consommation de 60 mW.

• SPRAGUE présente en DTL et TTL les éléments équivalents aux circuits SIGNETICS.

• AMELCO est représentée par « AIR TRONIC SEMICONDUCTEURS ». Dans le domaine des circuits logiques, on note une famille TTL « Série 600 ».

Dans les circuits intégrés linéaires, AMELCO présente 6 types d'amplificateurs opérationnels : un amplificateur différentiel, un amplificateur video et un amplificateur VHF offrant une largeur de bande de 110 MHz à 3 dB pour un gain de 15 dB.

2° Circuits hybrides à couches minces.

Les techniques de réalisation varient d'un constructeur à l'autre, on peut néanmoins donner un tableau résumé des performances obtenues (voir page suivante).

• Parmi un nombre important de circuits réalisés en couches minces nous avons noté chez L.C.C. :

— une présentation « standardisée » de matrices destinées à la conversion binaire pur/analogique de 6 à 12 bits, la précision de la conversion étant de $\pm$ 1/2 ou $\pm$ 1/3 de quantum selon la gamme de température exigée à l'utilisation ;
— des matrices « binaire codé décimal/analogique » ;
— amplificateur large bande : 2 MHz, 240 MHz, gain : 35 dB ;
— chopper bas niveau : dans ce circuit, on notera l'utilisation de transistor à effet de champ : tension à commuter 100 mV, résistance de fermeture 500 Ω, fréquence de commutation 20 kHz max ;
— diviseur par 4 fréquences : 100 MHz.

• Les circuits présentés au stand ALCATEL sont tous réalisés avec des éléments passifs en tantale et en nitrure de tantale. Les éléments passifs répondent à une précision de 10^{-3} et à une stabilité de $5 \cdot 10^{-4}$ pour 1 000 h.

On a noté des ensembles de réseaux passifs (atténuateur et décodeur). Le réseau intéressant un décodeur analogique numérique présente 6 moments, sa linéarité est de 0,5 %, la précision de conversion est annoncée de 1/5 de quantum.

Dans le domaine des réseaux passifs, la performance des filtres à double T (RC) peut être estimée sur la précision annoncée sur la fréquence : 1 %.

Dans le cadre des réseaux actifs, on note chez ALCATEL une famille d'amplificateurs symétriques et dissymétriques dont la complexité peut être évaluée par le nombre d'éléments (18 résistances, 4 transistors).

• SESCO présente un ensemble d'amplificateurs large bande ou accordés, réalisés en film mince (NiCr) CM 101, CM 103, CM 104.

— Amplificateur large bande 0,5 - 150 MHz, gain = 15 dB, $Z_e = Z_s = 50\ \Omega$.
— Bascule compteur à 100 MHz.
— Bascule monostable.

• LTT spécialisé dans la pulvérisation cathodique de tantale sur substrat alumine, offre toute une gamme de lignes d'affaiblissement et d'amplificateurs basse fréquence.

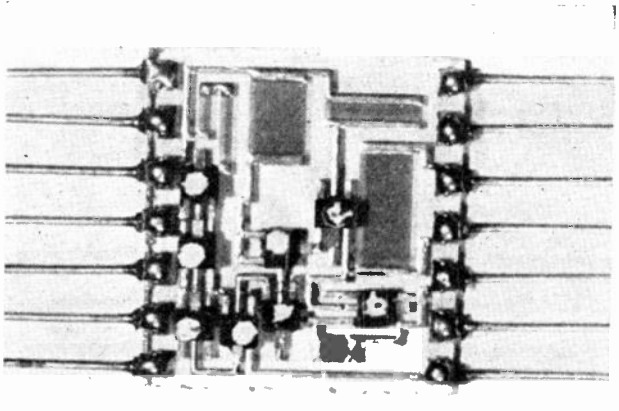
RÉSISTANCES COUCHES MINCES

Caractéristiques	Evaporation sous vide (Nichrome)	Pulvérisation cathodique (Tantale)	Sérigraphie Encre
Résistance carrée	50 à 500 Ω	5 à 200 Ω	1 à 200 k Ω
Gamme des valeurs	10 Ω à 500 k Ω	10 Ω à 500 k Ω	10 Ω à 10 M Ω
Précision en %	de ±5 à 0,1	de ±5 à ±0,01	±20 à ±1
* Coefficient de température moyen en 10^{-6}/°C	de 50 à + 150	−30 à −100	±500 à ±100
Encombrement minimal en k Ω/mm²	50	15	4
Puissance à 70 °C en mW/mm²	5 à 20 selon le substrat	30 à 100 selon le substrat	50 à 150

CONDENSATEURS COUCHES MINCES

Capacité/mm²	50 à 100 pF	500 à 1 000 pF	40 pF
Gamme de valeurs	50 - 20 000 pF	50 pF à 1 µF	1 pF à 10 000 pF
Précision en %	±10 %	±10 %	±20 %
Coefficient de température 10^{-6}/°C	+200 à +300	+100 à +300	+10 à +300
Tension de service	5 à 40 V	5 à 30 V	
Tg Δ à 1 MHz	10^{-2} à 5.10^{-3}	10^{-2} à 5.10^{-3}	

(*) Au salon, des performances nettement supérieures sont annoncées dans les différents stands et peuvent être obtenues sur demande.



RTC - Circuit hybride

A noter de bonnes performances dans la maîtrise des coefficients de température pour les résistances.

• RTC réalise des circuits aussi bien en tantale qu'en nichrome, néanmoins c'est dans cette dernière technique qu'il présente, par exemple, des circuits d'attaque pour mémoire à tores et des réseaux de codage et décodage.

• LA MICRO ELECTRONIQUE présente des circuits obtenus par évaporation de nichrome ou par sérigraphie et réalisés sur demande : circuits logiques, amplificateurs spécifiques, circuits de puissance, réseaux passifs.

3° Circuits à couches épaisses

Plusieurs firmes ont présenté au Salon des circuits à éléments passifs réalisés en « couche épaisse ». Nous citerons par exemple L.C.C., et la MICRO ELECTRONIQUE. Mais dans ce domaine la nouveauté du salon est la présence d'une nouvelle firme « CERMEX » qui a orienté son effort uniquement sur l'étude et la réalisation de circuits par la technique de sérigraphie. L'emploi d'encres plus stables et la maîtrise des techniques de dépôt permettent d'annoncer de très bonnes performances sur la valeur du coefficient de température des résistances réalisées par sérigraphie. A titre d'information, il est annoncé 40 p.p.m avec une stabilité de 0,1 % pour 1 000 h à 125 °C.

PRÉSENTATION ET INTERCONNEXIONS DES MICROSTRUCTURES

Alors qu'il y a quelques années les techniques de miniaturisation se réduisaient à l'assemblage de microéléments discrets sous forme « cordwood » il semble que cette technique soit actuellement abandonnée au profit des technologies de circuits intégrés suivantes :

— circuits intégrés à semiconducteurs ;

— circuits intégrés hybrides composés d'éléments passifs en couches minces et d'éléments actifs rapportés.

S'il existe une normalisation de fait pour les premiers, il n'en n'est pas de même pour les seconds où l'on trouve une trop grande diversité dans la présentation.

1° Circuits intégrés à semiconducteurs

Les boîtiers cylindriques (genre TOS à 8 et 10 sorties) quoique encore utilisés laissent peu à peu la place aux boîtiers plats (flat pack) et aux boîtiers enfichables (dual in line) qui ont la possibilité de présenter un nombre plus élevé de sorties et dont la présentation est mieux adaptée aux interconnexions utilisées en microélectronique.

a) BOITIERS PLATS

Ces boîtiers ne sont pas nouveaux mais la normalisation mécanique s'est établie sur les types suivants :

— 3/8″×1/4″ 14 sorties (F69/T087) utilisés par SPRAGUE, FERRANTI, GENERAL INSTRUMENTS, SIGNETICS ;

— 1/4″×1/4″ 14 sorties (dont 4 recourbées) (F94/T086) utilisés par FAIRCHILD, ELLIOT, SESCO ;

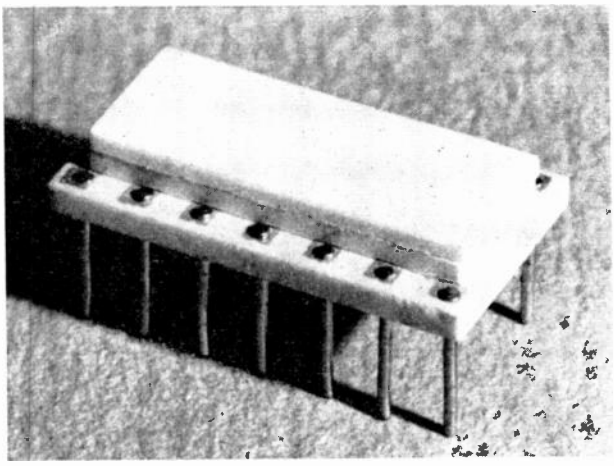
— 1/4″×1/4″ 10 sorties (F87/T091) utilisés par RTC, SESCO, SIGNETICS, MOTOROLA, FAIRCHILD ;

— 1/4″ × 1/8″ 14 sorties (dont 4 recourbées) (F99/T084) employés dans les circuits TEXAS et TRANSITRON.

Néanmoins le nombre de sorties disponibles pour ces différents boîtiers est déjà insuffisant du fait de la complexité croissante des opérateurs ou de la multiplicité des fonctions présentées dans un même boîtier. On voit donc déjà apparaître un boîtier plat 1/4″ × 1/4″ à 24 sorties dont 8 sur les faces latérales (GENERAL INSTRUMENTS).

b) BOITIERS ENFICHABLES

Ces boîtiers déjà présentés l'année dernière par certaines sociétés (SYLVANIA, FAIRCHILD, MOTOROLA) ont connu un grand développement du fait de l'intérêt qu'ils ont suscité auprès des utilisateurs.



CICE - Boîtier enfichable

Nous signalerons d'abord le boîtier CICE dont le prototype vient de sortir qui, dès la fin de l'année, sera fait en petite série et dont la fabrication industrielle est prévue pour début 1968.

Les caractéristiques de ce boîtier sont les suivantes :

— Boîtier céramique à 14 sorties au pas de 2,54 mm.

— Dessin des connexions sur le substrat par sérigraphie (donc facilement modifiable).

— Cadre céramique support du couvercle soudé par verre mou à 900 °C lorsque le circuit n'est pas encore en place. Les connexions se trouvent en dehors de ce cadre ce qui permet d'obtenir une excellente étanchéité.

— Couvercle métallisé soudé sur le cadre par eutectique or-étain à 330 °C.

— Ce boîtier peut être réalisé en deux versions : militaire (— 55 °C, + 185 °C) ou professionnelle (0 °C + 70 °C) et possède de grandes possibilités d'avenir grâce à son herméticité, à la rigidité de ses connexions, à sa souplesse d'emploi et à ses possibilités d'extension aux circuits hybrides de plus grandes dimensions.

De son côté, TEXAS présente un nouveau boîtier enfichable en plastique moulé SILECT dont il se sert pour encapsuler les transistors depuis deux ans et qui a l'avantage de présenter un scellement hermétique et une bonne résistance aux températures élevées.

A noter la faible hauteur des boîtiers enfichables SPRAGUE dont l'emballage astucieux sous couvercle plastique avec rainures protège les connexions et facilite leur mise en place sur les circuits imprimés.

Comme pour les boîtiers plats, la tendance est à l'accroissement du nombre des sorties. FAICHILD et TEXAS présentent des modèles de boîtiers enfichables à 16 sorties.

2° Circuits hybrides (circuits intégrés en couches minces avec composants actifs rapportés)

a) ENCAPSULATION

Les besoins de standardisation mécanique sont beaucoup moins nets pour ces circuits que pour les circuits intégrés à semiconducteur : un seul facteur commun se retrouve dans les divers modules présentés : le pas de 2,54 mm entre connexions.

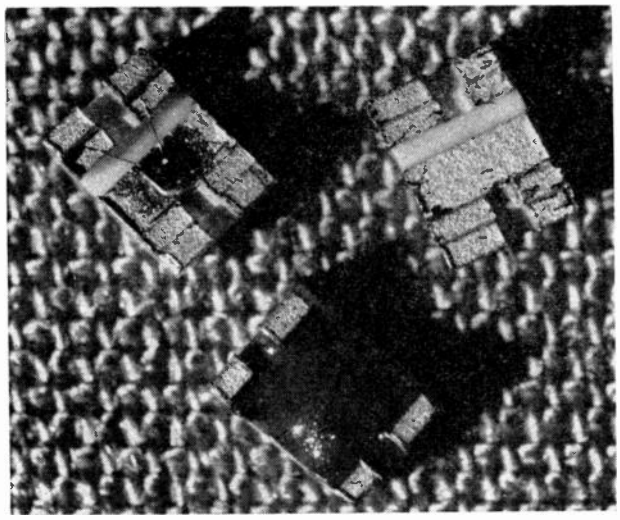
Ces circuits se présentent sous différentes formes :

— soit sous enrobage ou surmoulage en résine époxy (LCC, RTC, LTT, etc.) ;

— soit en boîtier métallique plat (SESCO, FAIRCHILD, FERRANTI) avec préférence pour le boîtier 1″ × 1″.

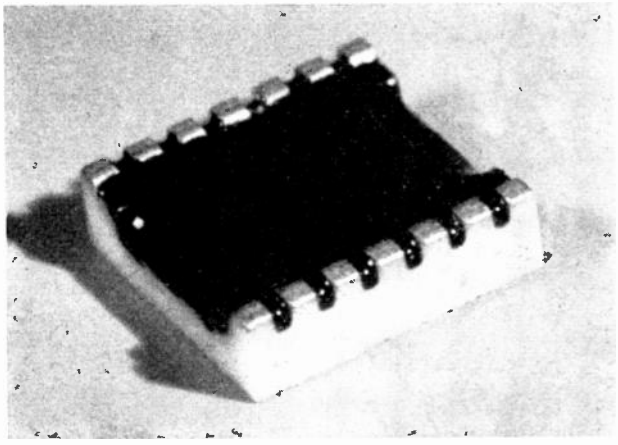
b) APPORT DES COMPOSANTS ACTIFS

Signalons chez CICE le boîtier « Ceratab » constitué par un rail d'alumine en forme de U dont l'intérieur est revêtu d'une couche d'or. Le fond du rail reçoit la pastille de silicium et forme la connexion « collecteur ». Une marche intérieure permet la soudure par thermocompression des connexions de base et d'émetteur du transistor isolées par une saignée. L'élément, une fois monté, est protégé par une résine époxy et soudé à l'envers sur le substrat.



LCC - Transistor type Ceratab

Une solution analogue est utilisée par TRANSITRON dans la présentation de circuits intégrés (Montage LID dimensions 4 mm × 4 mm).



TRANSITRON - Montage LID pour circuits intégrés

SESCO utilise des pastilles semiconducteur planes soudées sur zones chrome-or grâce à l'eutectique or-silicium qui constitue le contact collecteur, l'émetteur et la base étant reliés au circuit par thermocompression. SESCO étudie actuellement l'utilisation d'un substrat comportant des fils métalliques scellés afin de supprimer les interconnexions du circuit au boîtier.

Notons également quelques micro-boîtiers pour transistors tels que : les boîtiers microdiques en céramique COMPELEC ou le boîtier U20/F49 utilisé par LTT.

Signalons l'utilisation originale des boîtiers plats pour circuits intégrés par LTT : les connexions des circuits actifs sont rapportées d'un seul côté de ces boîtiers et au pas de 2,54 mm (une connexion sur deux est utilisée).

c) MULTICOUCHES

Les circuits multicouches constituent une solution élégante au problème d'interconnexions des microstructures entre elles. En effet ces circuits apportent, sous une forme très réduite, une très forte densité d'interconnexions grâce à leur conception en trois dimensions.

Les circuits imprimés multicouches sont constitués d'un empilage de couches de circuits gravés conducteurs séparés par des couches de matériau isolant en général du stratifié verre époxy. Les liaisons entre couches conductrices sont obtenues au moyen de trous métallisés.

Ces circuits sont actuellement en pleine expansion : ils sont réalisés par de nombreux fabricants tels que : CERMEX (conducteurs en palladium argent), COMELIN, COMMERSC (série de stratifiés Nelco, système bri pli réalisant l'empilage verre-époxy-cuivre à sec), TREFOIL (série de stratifiés spéciaux pour multicouches), STARE.

A titre d'exemple figurent ci-dessous les caractéristiques d'un circuit multicouche réalisé par RTC :

- matériau verre époxy ;
- dimensions 240×300 mm ;
- nombre de couches 8 ;
- épaisseur totale 1,4 mm ;
- détail des couches :

  1 stratifié épaisseur 150 μ ;
  cuivre double face épaisseur 70 μ ;
  4 stratifiés épaisseur 50 μ ;
  cuivre 1 face épaisseur 70 μ ;
  2 stratifiés épaisseur 50 μ ;
  cuivre 1 face épaisseur 35 μ ;

- 2 500 trous métallisés dont 2 000 de diamètre 0,5 mm.

d) CONNECTEURS DIVERS POUR CIRCUITS INTÉGRÉS

CANNON présente un système original pour l'interconnexion de circuits intégrés. Il consiste en une boîte rectangulaire ouverte sur le dessus pouvant recevoir dans ses glissières latérales jusqu'à 18 plaquettes. Les circuits intégrés sont soudés au recto de chacune de ces plaquettes dont les contacts se retrouvent intégralement au verso où un circuit imprimé amovible réalise les interconnexions entre les différents circuits intégrés. Au fond de la boîte, le même système est adopté pour interconnecter les plaquettes entre elles. Ce système permet un câblage à la demande, à noter que, sur chaque plaquette, peuvent être soudés au maximum 12 circuits intégrés.

ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS D'INFRA-ROUGE

Le salon 1967 n'a pas apporté dans le domaine de l'infra-rouge, et plus généralement dans le domaine photoélectrique, de révélation particulière. On peut sentir cependant une progression sensible de l'intérêt des exposants pour ce domaine spectral, si les composants présentés ne sont pas toujours en première place, ils sont rarement absents chez les grands fabricants et les feuilles de catalogues en révèlent une très grande variété.

Si l'on retrouve les photodiodes et les phototransistors classiques, on voit également apparaître des détecteurs dans l'infra-rouge plus lointain. Ces éléments ne sont pas toujours entièrement sortis du laboratoire, mais cela laisse prévoir une nette extension de ce domaine de l'infra-rouge lointain pour les années à venir, liée peut être au développement des lasers moléculaires travaillant dans ce domaine spectral et à l'essor des applications de la thermographie.

1° Émetteurs de lumière

DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES A L'ARSÉNIURE DE GALLIUM

Ce n'est certainement pas un produit nouveau, cependant des progrès très substantiels ont été réalisés qui ouvrent des perspectives d'emplois très intéressantes. La plupart des grands fabricants français de semiconducteurs (CSF, RADIOTECHNIQUE-COPRIM, CGE) produisent de ces photodiodes ; à l'étranger, GENERAL ELECTRIC et FERRANTI proposent des produits analogues.

La présentation est généralement en boîtier TO5 ou TO18 avec une fenêtre en verre plat ou une lentille. Le montage sur une fiche coaxiale BNC est également disponible.

Les puissances lumineuses sont généralement de l'ordre de quelques milliwatts par ampère avec des conditions optimales de fonctionnement de 100 à 500 mA.

En admettant la configuration un peu spéciale d'une optique à sphère de Weierstrass, la diode GA12 de la CSF permet d'obtenir des performances plus poussées : 9 à 15 mW/A, ce qui permet d'atteindre avec un courant de 400 mA une puissance de 4 mW. Cette diode ne peut malheureusement être utilisée qu'aux environs de 77 °K.

Pour ce qui est de la puissance émise, une illustration des possibilités de ces diodes à l'AsGa était donnée par la CSF qui présentait un projecteur infra-rouge fonctionnant à la température ordinaire. Grâce à un radiateur très efficace, il est possible de dissiper 4 W dans la diode ce qui, combiné avec une optique de bon rendement, fournit une puissance lumineuse de 15 mW.

DIODES AU PHOSPHURE DE GALLIUM

On a pu noter quelques diodes au phosphure de gallium émettant une lumière dans le rouge (RADIOTECHNIQUE, FERRANTI).

En particulier chez FERRANTI la diode XP14, munie d'un réflecteur incorporé donne 13,5 μW.

DIODES LASER A L'ARSÉNIURE DE GALLIUM

CSF et la RADIOTECHNIQUE-COPRIM présentaient des diodes laser à l'arséniure de gallium de performances sensiblement égales ; on obtient une puissance crête de 20 W en impulsion. Naturellement, il est nécessaire de refroidir vers 77 °K pour obtenir des performances satisfaisantes (courant de seuil entre 1 et 10 A) aussi la RADIOTECHNIQUE présente-t-elle une embase spéciale directement adaptable sur le cryostat type CRY155. Dans ces conditions, les impulsions peuvent durer 1 μs avec un facteur de forme $t/T = 10^{-3}$.

Par ailleurs, GENERAL ELECTRIC annonce une diode laser fonctionnant à la température ordinaire (type HID 1) délivrant une puissance crête de 2 W minimum avec un courant de seuil de 70 A.

2° Les Détecteurs photoélectriques

DÉTECTEURS D'INFRA-ROUGE MOYEN ET LOINTAIN A SEMI-CONDUCTEURS

Ce domaine des cellules détectrices d'infra-rouge est en perpétuelle évolution, cherchant à repousser toujours plus loin la longueur d'onde limite.

Dans le domaine des 2 μ, on retrouve les cellules au sulfure de plomb (SAT et RADIOTECHNIQUE).

Pour la région des 5 μ avec les cellules à l'antimoniure d'indium (ORP 10 de RADIOTECHNIQUE et SAT), les performances limites sont pratiquement atteintes (détectivité 2 à $3 \cdot 10^{10}$ cm $Hz^{1/2}$ W^{-1}). Ces cellules sont livrées montées sur un cryostat qui permet d'atteindre la température de 77 °K soit par utilisation de l'azote liquide soit par détente Joule Thomson à partir d'azote sous pression.

Il est également intéressant de noter que différentes surfaces de détecteurs sont disponibles (de 6×0,5 mm à 0,5×0,5 mm).

La SAT présente également une cellule au tellurure de plomb, disponible dans plusieurs dimensions, qui, refroidie à 77 °K, a une détectivité de l'ordre de 10^{10} cm $Hz^{1/2}$ W^{-1} et un maximum de réponse spectrale de 4 à 4,5 μ.

Une diode à l'arséniure d'indium existe à la Radiotechnique : sa fréquence de coupure est de 3,04 μ, mais ses autres performances restent médiocres vis à vis de celles des cellules à l'antimoniure d'indium.

La disponibilité d'une mosaïque linéaire de cellules est toujours très attendue, aussi au stand de la RADIOTECHNIQUE réalisé par le Laboratoire de PHYSIQUE et d'ELECTRONIQUE APPLIQUÉE (LEP), on a pu voir un tube dans lequel sont assemblées en ligne une trentaine de cellules photovoltaïques à l'antimo-

niure d'indium. Les signaux sont obtenus sur des cosses réparties tout autour du tube, mais ce qui est plus particulièrement intéressant est la disposition de cette mosaïque dans le vide, refroidie par un cryostat très particulier et très efficace utilisant une détente Joule Thomson.

Si l'on passe dans le domaine spectral des 10 μ, les réalisations sont beaucoup moins nombreuses. La CSF offre une série de détecteurs germanium dopé or, cuivre ou mercure. Il existe plusieurs dimensions de 1 à 5 mm de côté. Les détectivités sont excellentes, de l'ordre de 10^{10} (D* 500 °K, 2 000 Hz, angle de vue 120°) à 13 μ, mais ces cellules nécessitent un refroidissement énergique (pratiquement il faut utiliser l'hydrogène, l'hélium ou le néon liquide), ce qui limite beaucoup le champ de leurs applications. Les cellules sont montées dans un cryostat de 125 cm^3 à l'hydrogène liquide, donnant 2 h d'autonomie.

Détecteurs d'infra-rouge : tube a vide

Dans le domaine des photomultiplicateurs infra-rouge, aucune nouveauté particulière n'est notable par rapport aux années précédentes. Dans une technologie voisine, la CSF réalise des cellules photoélectriques (F9126 à F9129) ; ces cellules ultra rapides sont particulièrement destinées à l'analyse des intensités lumineuses fournies par les lasers de faible puissance, aussi bien dans l'infra-rouge que dans le visible. Les photocathodes disponibles (diamètre utile 11 mm) sont du type S1, S10, S11 et S20. Ces cellules ont une structure coaxiale et par l'intermédiaire d'un boitier, fourni sur demande, elles s'adaptent à une fiche coaxiale classique. Il est ainsi possible de détecter des lumières modulées à plus 600 MHz.

Détecteurs photoélectriques a semiconducteurs dans le visible et le proche infra-rouge

Il existe chez plusieurs exposants (Radiotechnique-Coprim, Texas-Instruments, Siemens, General Electric, Sesco, Sylvania) des éléments photodétecteurs à semiconducteurs : photodiodes au germanium, silicium, phototransistors.

De nombreux types de connexions sont disponibles s'adaptant à toutes les utilisations possibles depuis les microphotodiodes NPN de la Sesco aux éléments à large surface que l'on trouve chez Siemens, ce dernier constructeur ayant un large choix d'éléments photoélectriques nouveaux.

A la Radiotechnique-Coprim, il faut noter un phototransistor au silicium NPN (F178 BPY A) dont les performances sont excellentes (3 mA/mW·cm^{-2} à 0,9 μ, courant d'obscurité 3 à 10 nA, temps de montée et temps de descente 3 μs).

Chez Texas Instruments la photodiode LS900 (PN au silicium) est une nouveauté. Son efficacité est remarquable (90 %) et sa fréquence de coupure est de 2 GHz, ce qui la rend particulièrement utile pour la détection des rayonnements de lasers.

Naturellement une des premières applications des diodes électroluminescentes et des photodiodes ou phototransistors se trouvent dans les calculateurs où ils permettent de constituer des relais optiques. Dans cette perspective, maintenant disponibles en boitier TO18 d'encombrement réduit, les phototransistors BPY65 et P21, de technologie plane, permettent d'obtenir un grand rapport entre le courant d'obscurité et le courant à l'état éclairé. Ils remplacent avantageusement les types plus anciens 2N986 et 2N2452.

Texas Instruments assure, dans son usine de Nice, le montage des éléments photoélectriques sur carte pour circuits imprimés. Les associations ainsi réalisées conduisent à de faibles dissipations (50 mW). Les schémas, faits à la demande, sont susceptibles de répondre à un grand nombre d'utilisations : régulation des températures et des pressions, systèmes à mémoires, relais optiques à télérupteur, stabilisation d'éclairage, réglages automatiques de contraste et de brillance des récepteurs TV, génération de fonctions, etc.

6. Compte rendu de Mesucora et du Salon de Physique

Cette seconde partie du compte rendu vise les appareils de mesure et la partie du salon de Physique intéressant l'électronique comme la cryogénie et les supra-conducteurs ; le domaine des lasers, à cheval sur le salon des composants et le salon de physique a été traité dans la 2e partie du compte rendu.

Jusqu'à présent, *l'Onde Electrique* faisait pour les appareils de mesure, une revue stand par stand. Nous avons cru bon d'adopter, à partir de cette année, une disposition analogue à celle du Salon des Composants, c'est à dire un examen des nouveautés par types d'appareils ; nous avons pensé ainsi faciliter la tâche de nos lecteurs par une vue plus nette des tendances d'un Salon qui atteignait cette année, des dimensions inusitées.

Le volume de la matière à traiter a été telle qu'il est apparu nécessaire de scinder le compte rendu en deux, la première, traitant des réalisations françaises, faisant l'objet des lignes ci-après du présent numéro, les réalisations étrangères étant décrites dans un numéro ultérieur.

Une équipe de techniciens très spécialisés du Comité pour l'Orientation de la Production de l'Industrie du Matériel professionnel Radioélectrique et Électronique (COPIRE) a participé à l'établissement du compte rendu que l'on trouvera ci-après ; elle appartient au Centre d'Étude des Télécommunications (CNET), au Commissariat à l'Énergie Atomique (CEA), au Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS), au Centre National d'Études Spatiales (CNES), au Centre d'Essais en Vol (CEV) et à l'Office de Radiodiffusion et Télévision Françaises (ORTF).

LES ÉTALONS

● Le Codavolt 101, présenté par Adret Electronique, est un étalon de tension continue à affichage numérique admettant deux modes de fonctionnement :

— en commande manuelle avec 4 décades et un vernier apportant 2 chiffres supplémentaires,

— en commande à distance sur les 4 décades seulement, au moyen du programmateur Adret type 111.

L'appareil possède deux gammes :

0 à 1 V avec pas de 100 μV
0 à 10 V avec pas de 1 mV.

Avec la gamme 1 V, la précision absolue est de 50 μV et le bruit inférieur à 15 μV eff. ; sur la gamme 10 V ces limites sont respectivement de 300 μV et 50 μV eff.

Grâce à l'emploi des circuits intégrés et à une conception numérique nouvelle, le Codavolt présente un encombrement très réduit : largeur : un demi-rack standard 19 pouces, hauteur : 2 unités, masse : 3 kg.

● Le générateur TE 450 A construit sous licence Précision Standards par Tek-Elec est un étalon de tension continue à affichage numérique.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :
gamme : 0 à 1111,1 V avec affichage par 4 décades + vernier ; la résolution est de 100 μV ;
débit possible : de 0 à 30 mA ;
précision 2.10^{-4} +3 mV ;
ondulation résiduelle 1 mV eff. ;
stabilité 20.10^{-6} par heure. 40.10^{-6} en 200 heures.

● Sortant de leurs fabrications traditionnelles, les Ets Fontaine présentent pour la première fois une alimentation stabilisée de référence à affichage numérique couvrant la gamme 0 à 300 V avec un débit maximal possible de 100 mA.

La précision est de 2.10^{-4} ou 50 μV. L'ondulation résiduelle est de 300 μV crête à crête. Les variations de la tension de sortie sont inférieures à 2.10^{-5} ou 20 μV lorsque la charge passe de 0 à 100 %, et inférieure à 3.10^{-6} par °C entre 10 et 30 °C.

L'appareil peut être utilisé en coffret ou monté en rack standard, encombrement 3 unités.

● Mis au point par le Centre de Recherche de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ, deux appareils méritent de retenir l'attention :

* Le générateur de retards étalonnés GRE 1 A peut être considéré comme un étalon d'intervalles de temps.

A partir d'un signal de déclenchement, il délivre un signal de synchronisation au bout d'un temps fixe, et en parallèle sur 9 voies, 9 signaux de sortie synchrones retardés de 0 à 1 000 µs par rapport à ce signal de synchronisation.

L'affichage du retard se fait à 10 ns près avec une précision de $\pm(10^{-5}+1$ ns).

Le générateur peut fonctionner en monocoup ou être déclenché de façon récurrente jusqu'à 400 fois par seconde.

Il se présente en rack standard 19 pouces, hauteur 3 unités.

* Le chronomètre CR 2 a pour but la mesure des intervalles de temps de 20 ns à 1 s avec une précision de $\pm(10$ ns $+2.10^{-9})$.

Le résultat de chaque mesure est affiché sur 8 tubes NIXIE avec une résolution de 10 ns sur la gamme 1 s et de 100 ns sur la gamme 10 s.

Cet appareil peut aussi servir de compteur d'impulsions aléatoires avec une résolution de 10 ns et une capacité maximale de 10^8.

Les résultats de comptage sont disponibles en code BCD 1248.

L'appareil est construit en rack standard 19 pouces, hauteur 3 unités.

● Le générateur CODASYN 301, présenté par ADRET ELECTRONIQUE, est un synthétiseur couvrant la gamme 0,1 Hz à 100 kHz avec 4 chiffres significatifs. Il présente des caractéristiques très intéressantes :

— réalisation en circuits intégrés au silicium, lui conférant un encombrement et une masse réduits (largeur 1/2 rack standard 19 pouces, 3 kg) ;
— précision 3.10^{-5} du pilote à quartz incorporé avec commande possible par pilote 1 MHz extérieur ;
— résolution 10^{-4} avec 3 gammes 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz ; chaque gamme attribue aux 4 chiffres significatifs un poids différent ;
— choix du mode de fonctionnement : variation continue de fréquence, wobulation ;
— commande à distance : en variation continue de fréquence par tension continue ou en numérique par programmation extérieure en BCD 1248. Le temps d'acquisition est alors inférieur à 20 millisecondes ;
— deux sorties 50 Ω et 600 Ω. Niveau de sortie réglable avec un maximum de 25 V eff. sur charge 50 Ω.

* Le synthétiseur CODASYN 201 couvre la gamme 10 Hz à 2 MHz avec incréments de 1 Hz. Grâce à l'emploi des circuits intégrés, cet appareil possède dans un volume très faible un éventail de caractéristiques que n'avait jamais réuni aucun synthétiseur, même avec un encombrement plus important. Parmi toutes ses possibilités, voici quelles sont les plus originales :

— remplacement de l'affichage numérique par une variation continue de fréquence décade par décade, de ±1 Hz à ±100 kHz ;
— choix du mode de fonctionnement : modulation AM ou FM, wobulation. Commande à distance en numérique et en progressif ;
— programmation en code BCD 1248 avec un temps d'acquisition inférieur à 5 ms ;
— atténuateur de précision à touches incorporé.

ALIMENTATIONS CONTINUES

● Les Etablissements AGELEC, A.O.I.P., CHAUVIN-ARNOUX, C.R.C., DRUSCH, FERISOL, FONTAINE, HEMITECHNIC, LEMOUZY, L.T.I., M.C.B. ALTER, MORS, S.E.T.I., ROCHAR SCHLUMBERGER, SODILEC, SCHNEIDER, SORENSEN, etc., produisent des alimentations régulées ou non dont la gamme couvre les besoins de l'Industrie et des Laboratoires.

● La maison DRUSCH construit des alimentations de forte puissance, de 2 W à 1 200 W pour des tensions allant de 0 à 325 V.

● La gamme produite par les Etablissements P. FONTAINE comprend :

* Des alimentations régulées en tension 0 à 50 V/2 A, et 1 000 à 10 000 V/0,5 A.

* Des alimentations régulées en tension et en courant 0 à 50 V, débits jusqu'à 20 A.

* Des THT non régulées 0 à 5 kV/1A, et 0 à 120 kV/0,1 A.

* Une gamme de blocs fonctionnels 6, 12, 24, 48 V avec des débits de 0,5 à 10 A.

* Des étalons de tension (Description de l'un d'eux dans la rubrique « Etalons »).

● Les Etablissements HEMITECHNIC construisent :

* Des alimentations à fort débit (150 A) régulées en tension jusqu'à 150 V.

* Des alimentations régulées en intensité jusqu'à 10 A de 0 à 50 V.

CONTROLEURS UNIVERSELS

Les multimètres de petit format voient leurs performances constamment améliorées, notamment en ce qui concerne la sensibilité, la sécurité (protection contre les surcharges) et la commodité d'emploi.

● Nous citerons le contrôleur professionnel 618 présenté par CENTRAD ; cet appareil de classe 1,5 permet toutes les mesures usuelles avec le même branchement et un commutateur unique à vingt positions ; le cadran comporte une échelle linéaire unique pour la lecture directe des tensions et courants continus et alternatifs. La résistance interne est de 20 000 Ω/V en continu et 2 000 Ω/V en alternatif ; l'appareil est protégé contre les surcharges par disjoncteur, fusible et limiteur à diodes.

A la plus grande sensibilité, la pleine échelle indique 300 mV (continu), 3 V (alternatif), 300 µA (continu) 3 mA (alternatif).

CENTRAD : Contrôleur professionnel 618

● Le contrôleur universel MX 202 A de METRIX, appareil de classe 1,5 en continu et 2,5 en alternatif, est équipé d'un galvanomètre à suspension par bandes, ce qui a permis de porter la résistance interne en continu à 40 000 Ω/V (1 000 Ω/V en alternatif) ; les graduations linéaires du cadran sont communes en continu et alternatif et permettent la lecture directe ; sélecteur à vingt-deux positions, branchement unique pour les mesures usuelles.

A la plus grande sensibilité, la déviation totale de l'aiguille indique : tension continue 50 mV, intensité continue 25 µA, tension alternative 15 V, intensité alternative 50 mA.

* De présentation classique, le contrôleur de laboratoire METRIX MX 205 A a une résistance interne de 100 000 Ω/V grâce à la suspension par bande de son galvanomètre. De classe 1,5 en continu, 2,5 en alternatif, cet appareil permet la mesure des tensions et intensités continues et alternatives (10 µA continus pleine échelle), des résistances et capacités (100 pF à 10 µF en trois gammes).

* Le millivoltmètre électronique VX 203 A de METRIX s'emploie comme un contrôleur classique. De dimensions

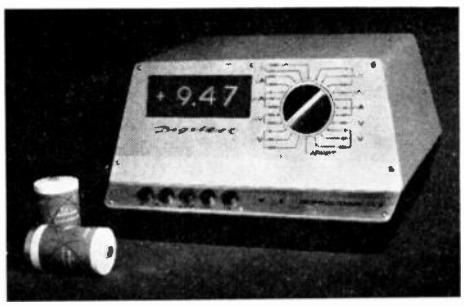
réduites (147 mm × 105 mm × 76 mm), il permet la mesure des tensions continues de 10 mV (pleine échelle) à 100 V avec une résistance interne de 1 MΩ/V, et celles des intensités continues de 1 μA (pleine échelle) à 10 A avec une chute de tension de l'ordre de 10 mV ; classe 1,5 ; trois gammes de mesure des résistances. Le galvanomètre est antichocs et les circuits sont protégés.

● Dans le domaine du contrôle de précision, la « Ligne Polycontrôle » de CHAUVIN-ARNOUX comprend maintenant onze modèles (18 modèles dans la série industrielle). La classe de ces appareils est 0,5 et, pour certains d'entre eux, l'erreur est ramené à 0,5 % de la lecture ; signalons le Polycontrôle 542, wattmètre sensible pour très faibles puissances (tensions 60 à 240 V, intensités 100 à 200 mA).

● Chez EXAPRECIS, un galvanomètre pilote sert de base à la conversion analogique-numérique par procédé opto-électronique ; ce procédé, breveté, conduit à une série de galvanomètres à affichage numérique de classe 0,5-1 pour la mesure de courants, tensions, résistances. Les dimensions sont réduites (144 × 48 × 130 mm) ainsi que le poids (1 100 g).

Se situant entre le contrôleur universel à aiguille et le multimètre numérique, tant du point de vue du prix que de la précision, le contrôleur universel à affichage numérique, autonome et portable, fait son apparition sur le marché.

● CIMEL ELECTRONIQUE présente le multimètre CE 43.
Affichage sur 3 tubes à gaz.
Précision 1 % de la lecture ±1 digit.
Alimentation par piles torches 1,5 V.
Intensités continues : 6 calibres, de 10 μA (chute de tension <0,2 mV) à 1 A (chute de tension 100 mV).
Intensités alternatives : 5 calibres.
Tensions continues : 5 calibres, de 100 mV (résistance interne >1 000 MΩ) à 1 000 V.
Tensions alternatives : 5 calibres.
Résistances : 5 calibres, de 100 Ω à 1 MΩ.



SCHNEIDER R.T. Electronique : Digitest

● Il faut noter le « Digitest » de SCHNEIDER RT ELECTRONIQUE.
Affichage sur 3 tubes à gaz.
Polarité automatique.
Indication de dépassement.
Protection contre les surcharges (diodes et fusibles).
Surcharge dangereuse signalée par voyant.
Classe 0,5 à 2, suivant les calibres ±1 digit.
Alimentation par 10 piles torches 1,5 V, accumulateur ou secteur.
Encombrement 230 × 200 × 130 mm, poids 3,2 kg (sans piles).

ROCHAR ELECTRONIQUE : Contrôleur universel A. 1613

● Signalons enfin le contrôleur universel à affichage numérique A. 1613 de ROCHAR.
Voltmètre continu et alternatif, milliampèremètre continu et alternatif, mesure des résistances et capacités. Affichage sur 4 tubes. Indication de polarité.

VOLTMÈTRES ET MULTIMÈTRES ÉLECTRONIQUES

● CHAUVIN-ARNOUX présentait un microvoltmètre électronique. Cet appareil permet la mesure des tensions continues de 2 μV pleine échelle à 1 000 V, des intensités continues de 2 pA à 1 mA. Il possède une prise pour enregistreur potentiométrique transistorisé.

● Chez HEMITECHNIC, le multimètre HERMES 10 mesure les tensions continues de 100 mV pleine échelle à 1 000 V avec une impédance d'entrée de 10^{10} Ω. Mesure des intensités continues de 1 mA pleine échelle à 1 A en 10 gammes.

● Dans la très vaste gamme d'appareils de METRIX, notons :

* Le millivoltmètre électronique VX 207 A. Transistorisé, il permet des mesures alternatives de 1 mV à 30 Veff en 10 calibres, de 10 Hz à 1 MHz. Il possède des sorties amplificateur et enregistreur.

* Le voltohmmètre VX 304, amélioration des types 745 et 746 bien connus.

* Le multimètre électronique VX 306, appareil de classe 3, utilise des transistors à effet de champ dans ses circuits d'entrée : Impédance d'entrée 100 MΩ en voltmètre continu, 5 MΩ//70 pF en alternatif.

● Les voltmètres continus différentiels de TEK-ELEC (Types TE 240 A - 250 A - 260 A) à circuits d'entrée opto-électroniques sont entièrement transistorisés et présentent une impédance d'entrée quasi infinie de 0 à 1 100 V. Leur précision varie de ±0,005 % à ± 0,002 % de la lecture (affichage par décades numérique). Gammes différentielles de 10 μV à 100 V.

* Les modèles TE 340 A - 350 A - 360 A sont des voltmètres différentiels continu/alternatif.

VOLTMÈTRES ET MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES

● Le voltmètre T 2438 de ALCATEL mesure les tensions continues et alternatives (30 Hz - 200 kHz) comprises entre 100 μV et 1 600 V. Précision 0,1 %. Affichage sur 4 colonnes + polarité. Il possède un élément Weston étalon incorporé.

● Chez C-R-C, le multimètre type MN/191 affiche sur 3 colonnes les mesures de tensions continues (impédance d'entrée 10 MΩ), intensités continues et résistances.

● HEMITECHNIC présente un voltmètre numérique continu dont l'impédance d'entrée est constante (10^{10} Ω). Il affiche la mesure des tensions de 10 mV à 1 000 V sur 4 colonnes avec une précision de $\pm 10^{-3}$ ±1 digit.

● Le multimesureur MÉTRIX DX 603 A peut recevoir 4 tiroirs permettant la mesure de tensions continues, de fréquences, comptage d'impulsions, mesure de résistances et capacités. Affichage à 3 chiffres + polarité.

● Le voltmètre numérique intégrateur TE 315 de TEK-ELEC (licence Data Technology) est un appareil de haute précision (±0,005 % de la pleine échelle) et de haute linéarité (± 0,001 % de la lecture ± 1 chiffre). Affichage sur 6 colonnes + polarité. Une gamme de 10 tiroirs enfichables permet les mesures de tensions continues ou alternatives, résistances, rapports, fréquences, périodes, intervalles de temps, etc.

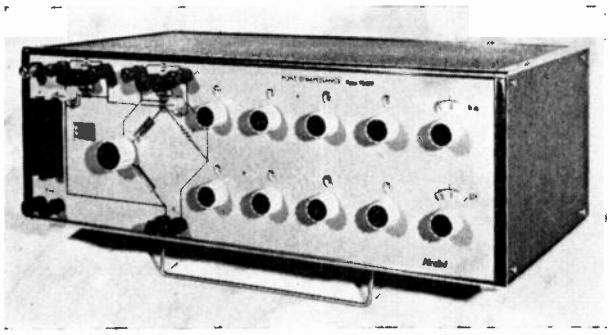
TEK-ELEC : Volmètre intégrateur TE. 315

● Le multimètre 2470 de SERCEL est un voltmètre continu alternatif (Impédance >1 000 MΩ en continu), ohmètre, ratiomètre.

MESURES D'IMPÉDANCES

● A noter chez ALCATEL le pont d'impédance type T 2477, appareil passif à fonctions multiples ; en lui associant une source continue ou alternative et un galvanomètre, il permet de constituer un pont de Wheatstone, de Sauty, de Wien, etc.

La sélection du type de pont choisi fait apparaître dans des fenêtres rectangulaires la nature des impédances utilisées dans le pont et les formules de calcul correspondantes.



ALCATEL : Pont d'impédances T. 2477

L'équilibrage du pont est effectué en réglant deux séries de 4 commutateurs à dix positions dont l'affichage indique la valeur réelle et la valeur imaginaire de l'impédance mesurée.

En pont de Wheatstone ou en mesure de la partie réelle d'une impédance complexe, le pont couvre la gamme 0,01 Ω à 100 MΩ.

En alternatif, le pont peut être utilisé de 20 Hz à 20 kHz, pour des capacités de 100 pF à 10 000 μF ou des inductances de 1 μH à 1 000 H.

La précision obtenue dépend des éléments associés à l'appareil : stabilité de la source de tension, précision du détecteur.

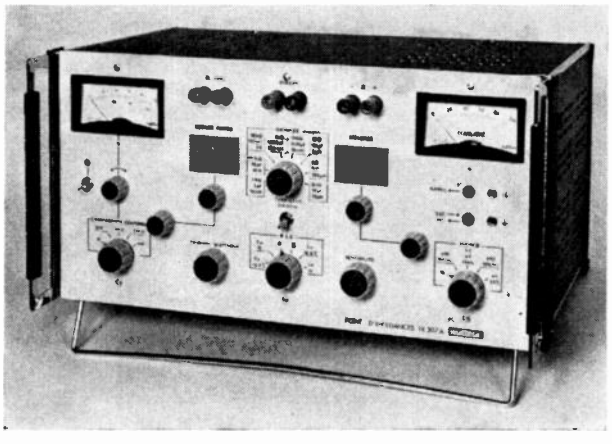
● Le pont d'impédance IX 307 A de chez MÉTRIX, est entièrement transistorisé. C'est un appareil complet comprenant sources, étalons internes et galvanomètre. On peut mesurer avec cet appareil :

— Les résistances en continu jusqu'à 1 MΩ avec une précision de 1 % ; la précision reste meilleure que 2 % pour les valeurs supérieures à 1 MΩ.

— Les résistances, les capacités et les inductances à trois fréquences 100 Hz, 1 kHz ou 10 kHz et à une fréquence quelconque comprise entre 50 Hz et 10 kHz en disposant d'un générateur extérieur. La précision varie selon les gammes et les fréquences de mesure. A titre d'exemple, elle est de 1 % à 1 kHz pour les capacités de 100 pF à 10 μF, de 2 % à 1 000 Hz pour les inductances de 100 μH à 10 H. Grâce à une alimentation spéciale incorporée, on peut appliquer à l'impédance en cours de vérification une composante continue réglable de 0 à 150 V ou de 0 à 100 mA.

— Les angles de perte et les coefficients de surtension avec une précision de 5 %.

— La valeur d'un élément en pour cent par rapport à un élément de référence branché extérieurement.



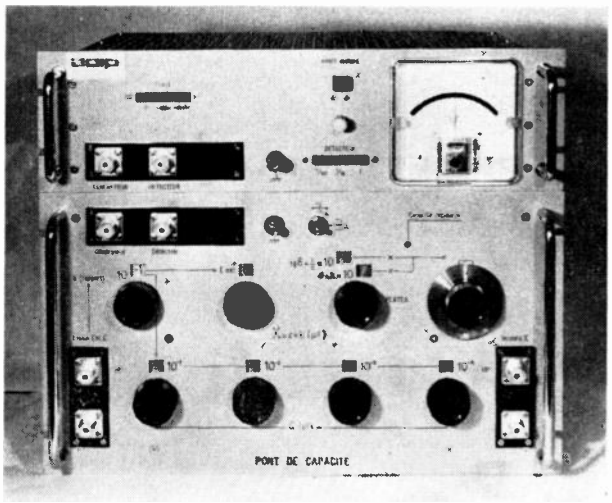
METRIX : Pont d'impédances IX.307.A

L'appareil se présente en coffret avec une béquille ; il peut aussi être monté en rack standard 19 pouces, hauteur 5 unités.

● La société A.O.I.P. présente un nouveau pont de capacité de précision ayant les caractéristiques principales suivantes :

précision absolue 10^{-3} ;
affichage à 4 chiffres à l'aide de quatre commutateurs à 12 positions (de —1 à +10) ;
fonctionnement de 50 Hz à 10 kHz ;
dispositif pour mesurer les angles de perte ;
un tiroir supplémentaire comprend un générateur 1 000 Hz et un galvanomètre de zéro.

L'appareil est en coffret pouvant se monter en rack standard 19 pouces.



AOIP : Pont de capacité

● Présenté par E.L.A., le picomètre type PFM - 2 est un capacimètre à lecture directe spécialement adapté à la mesure des très faibles capacités. Il possède les caractéristiques principales suivantes :

plage de mesure : 0 à 50 pF en 4 gammes ;
fréquence de mesure : 1 MHz.

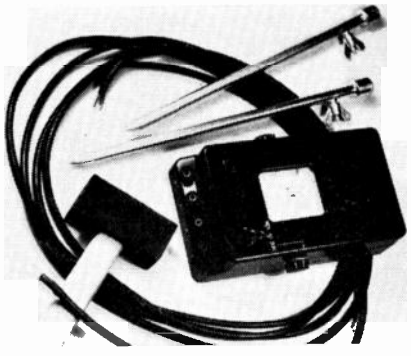
La conception du picomètre PFM - 2 a été particulièrement soignée : réalisation à transistors, l'oscillateur à quartz a une stabilité à court terme de 10^{-6}, le galvanomètre incorporé est de classe1, les pointes de touche blindées et les câbles coaxiaux de liaison évitent toute précaution de manipulation.

● Chez LEMOUZY, le circuit tripôle monté en coulomb mètre intégrateur permet la mesure directe en courant continu des capacités de grande valeur jusqu'à 100 000 μF (Macrocapacimètre).

● La société CHAUVIN-ARNOUX présente un nouveau contrôleur de terres transistorisé doté de nombreux perfectionnements :

suppression de la manivelle des modèles classiques à magnéto ;
échelle linéaire de grande dimension ;

insensibilité aux courants telluriques continus et alternatifs ;
fonctionnement sur pile incorporée ou pile extérieure ;
présentation en mallette avec accessoires.



CHAUVIN-ARNOUX : Contrôleur de terre

CHAINES DE TÉLÉMESURES

● SUD-AVIATION présentait un ensemble très complet de matériels permettant de constituer des chaînes « Bord » et « Sol » de radiotélémesure FM-FM (standard T.R.I.G.).
Etaient en particulier exposés :

* Matériel « Bord » :
Des émetteurs 5 W (TME 105) et 15 W (TME 106).
Des traducteurs de tension haut niveau (TMM 104) et bas niveau (TMM 501).
Des amplificateurs de sommation (TMS 105) et de signaux biologiques (AM 401).
Des commutateurs électroniques.

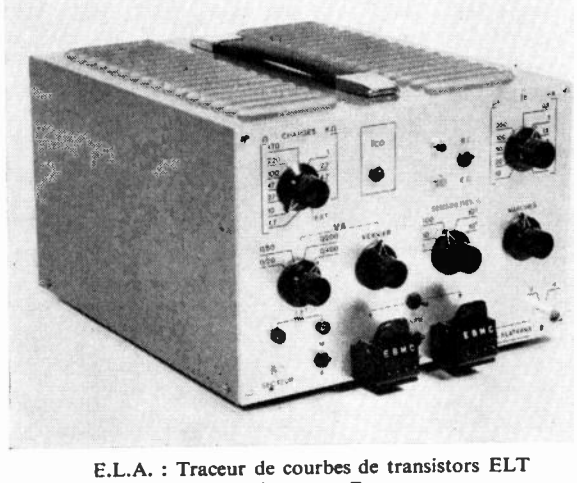
* Matériel « Sol » :
Uu récepteur (TMR 201).
Un combinateur diversité (TMCD 201).
Un multicoupleur (TMCR 201).
Des discriminateurs à verrouillage de phase (TMD 501).
Un analyseur panoramique (TMRP 201).

A noter que la plupart de ces matériels sont embarquables et font partie de l'équipement des avions DC 7 AMOR chargés des mesures près du réceptacle, lors des tirs de missiles balistiques dans l'Atlantique.

MESURES SUR LES TRANSISTORS

● Le transistorscope AGELEC 1036 permet de tracer deux courbes caractéristiques $I_c = f(V_c)$ d'un transistor, les courants de base pouvant être réglés séparément.

● Présenté par E.L.A. le traceur de courbes caractéristiques de transistors ELT 1 se présente en tiroir pour montage direct dans les oscilloscopes TEKTRONIX des séries 530, 540, 550 ou 580 et RIBET-DESJARDINS modèles 241 et 242.



E.L.A. : Traceur de courbes de transistors ELT
Présentation en coffret

Ce tiroir assure la visualisation des caractéristiques suivantes pour la plupart des transistors PNP et NPN :
Ic, Vce pour *Ib* constante,
Ic, Vcb pour *Ie* constante,
Ico des transistors de puissance,
tension d'avalanche.

Grâce à un support double avec commutation manuelle, on peut apparier des transistors ou des diodes.

Un générateur de courant continu superposable permet d'obtenir un réseau de caractéristiques d'amplitude faible autour d'un point de fonctionnement particulier.

● Le transistormètre LEMOUZY TRM 309 permet d'apparier en statique et en dynamique des transistors à effet de champ. Il comprend une source régulée réglable de 0 à 30 V - 0 à 1 A protégée.

GÉNÉRATEURS BASSES FRÉQUENCES

● Le générateur type GBT 516 de C.RC. couvre la gamme des fréquences 10 Hz à 1 MHz.
Distorsion annoncée $<0{,}15$ % de 30 Hz à 1 MHz.
Deux sorties en opposition de phase.
Niveau à vide : 2×5 V.
Impédances de sortie : $2\times50\ \Omega$ ou $2\times300\ \Omega$

● Le générateur type GBF 4 de ELA possède un oscillateur à « Pont de Wien » suivi d'un étage séparateur.
2 Hz à 2 MHz en 6 gammes.
Deux sorties d'impédance interne 5 Ω et 1 000 Ω
Distorsion $<0{,}5$ %.

E.L.A. : Générateur G3F4

● Chez L.E.A., le générateur type GMW40LR1G couvre la gamme 2 Hz - 200 kHz.
Distorsion de 0,1 à 1 %.
Sorties symétriques par transformateur
5 Ω au niveau +6 dB,
200 Ω au niveau +22 dB.
Lignes d'affaiblissement incorporées.

Pour une variation secteur de ±10 %, la variation de fréquence est $<10^{-3}$ et la variation de niveau $<\pm0{,}1$ dB.

● Le générateur A 1424 de ROCHAR SCHLUMBERGER comporte un voltmètre BF incorporé (précision ±0,3 dB).
30 Hz à 33 kHz en trois gammes.
Alimentation : secteur 90 à 250 V ou piles.

GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

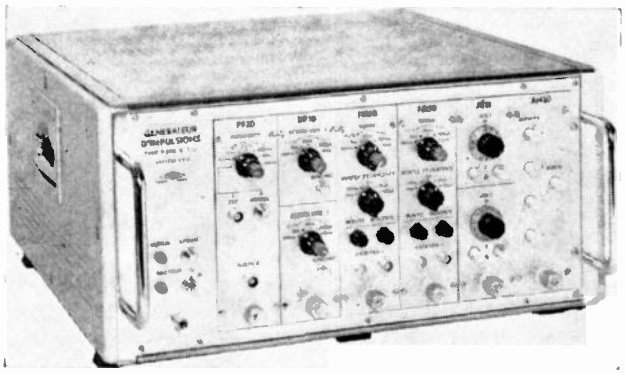
Dans l'ensemble, on peut remarquer que les constructeurs de générateurs d'impulsions ont concrétisé leurs recherches dans la présentation de modèles dont l'intérêt semble être focalisé dans les deux domaines suivants :

Extension de la fréquence de fonctionnement vers les hautes valeurs.

Diversité des formes d'onde obtenues en BF et MF.

● Signalons au stand FERISOL, un générateur d'impulsions type P 640. Cet ensemble, équipé de tiroirs modulaires offre une gamme d'utilisation très étendue. Nous avons remarqué :

— Un premier équipement délivrant un train d'impulsions déphasables dont la forme (temps de montée, temps de descente et durée) et la récurrence (10 MHz maximum) restent variables.
— Un deuxième ensemble remarquable par ses performances en haute fréquence (200 MHz) fournit une impulsion de sortie réglable, niveau 5 V - 50 Ω.



FERISOL : Générateur d'impulsions P.640

● La Firme TEK-ELEC augmente sa gamme de générateurs d'impulsions. Deux nouveautés méritent d'être signalées :

* La première concerne un générateur d'impulsions autonome TE 150 dont les caractéristiques principales sont :

Fréquence : 150 MHz.
Retard : 4 ns à 5 ms.
Largeur : 5 ns à 5 ms.
Temps de montée : 1,5 ns.
Niveau de sortie : 5 V/50 Ω.

* La seconde intéresse un générateur de fonctions qui doit trouver de nombreuses applications dans le domaine du contrôle, de la simulation, de l'asservissement, etc. Ses caractéristiques principales sont :

Gamme de fréquence : 0,001 Hz à 1 MHz (peut être contrôlée par une tension continue externe).
Forme d'onde : carré, triangle, sinusoïde.
Amplitude : 0 - 10 V/50 Ω.

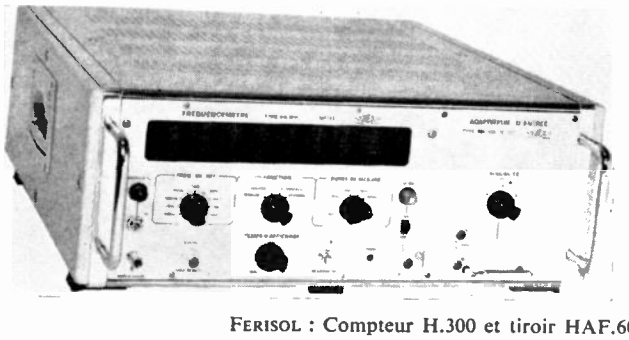
● Nous signalerons également l'oscillateur 110 présenté par SALIES. Ce générateur de fonction produit des formes d'onde similaires au générateur TEK-ELEC. Elles demeurent wobulables par l'injection d'une tension extérieure (fréquence maximale 100 kHz).

FRÉQUENCEMÈTRES

● Sur le stand FERISOL, on pouvait remarquer le fréquencemètre compteur automatique HA 300.

Grâce à ses tiroirs convertisseurs HAF 600 et HAF 700, cet appareil est le seul fréquencemètre numérique français couvrant la gamme 0 à 3 GHz.

L'appareil de base est un compteur 0 à 51 MHz à 8 chiffres d'affichage. La précision des mesures est de ±1 cycle de la fréquence comptée ± la stabilité du pilote. Le quartz thermostaté incorporé a une stabilité de 5.10^{-8} par semaine après stabilisation ; on peut lui substituer une fréquence étalon extérieure de 1 MHz.



FERISOL : Compteur H.300 et tiroir HAF.600

Le compteur HA 300 rassemble un grand nombre de possibilités :

— fonctionnement en standard de fréquence de 1 Hz à 10 MHz par suissances de 10, mesure des périodes, sorties codées BCD, etc.
— présentation en coffret pouvant être monté en rack standard 19 pouces.

Le tiroir HAF 600 possède deux fonctions distinctes :
— en préamplificateur, entre 10 Hz et 51 MHz, il porte la sensibilité du compteur HA 300 de 100 mV eff. à 1 mV eff.
— en convertisseur de fréquence, il donne au compteur la plage 50 MHz à 520 MHz tout en conservant une sensibilité de 10 mV eff. La lecture de la fréquence se fait avec 10 chiffres, les deux premiers étant lus sur le convertisseur.

Le tiroir HAF 700 donne au compteur la plage de 300 MHz à 3 000 MHz avec une sensibilité de 50 mV eff. La lecture de fréquence est effectuée avec 11 chiffres dont les 3 premiers sont lus sur le convertisseur.

Le tiroir HAT 300 sert à mesurer avec précision l'intervalle de temps séparant deux impulsions. Il peut être déclenché avec des impulsions positives ou négatives comprises entre 1 V et 100 V. Sa gamme de fonctionnement va de 1 µs à 10^8 s. Le tiroir HAT 300 est muni d'une sortie d'impulsions spéciale destinée à moduler la cathode d'un tube d'oscillographe, ce qui permet de rendre surbrillants deux points d'une courbe observée sur l'écran.

* Le convertisseur numérique-analogique HDA 100 est un accessoire des fréquencemètres FERISOL et, d'une manière générale, de tout appareil de mesure à affichage numérique dont les informations sont en code BCD 1248 +.

Le convertisseur HDA 100 transforme les nombres codés en une tension continue proportionnelle à la grandeur mesurée, avec une précision de 0,5 %. C'est un appareil transistorisé pouvant supporter des variations du secteur de ±15 % autour de la valeur nominale. Autres caractéristiques : fonctionnement automatique ou déclenché, temps de transfert : environ 1 milliseconde.

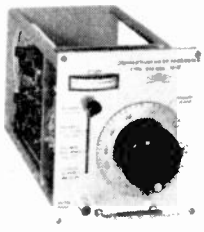
● Le multimètre METRIX DX 603 A muni du tiroir D2 constitue un compteur numérique 1 MHz pouvant être utilisé en fréquencemètre ou en périodemètre.

La gamme de mesures de fréquence s'étend de 0,1 Hz à 1 MHz. En mesure d'intervalles de temps, l'appareil couvre la gamme 0,1 ms à 999 s.

La précision des mesures est de 5.10^{-5} ±1 chiffre. Les lectures s'effectuent en deux temps par tranches de 3 chiffres, simplement en affichant successivement deux calibres dans le rapport 1 000.

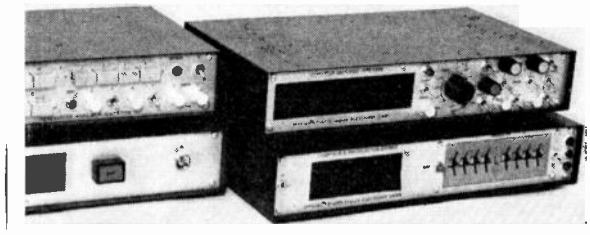
La sensibilité de l'appareil est de 10 mV eff. et un contrôle interne est possible par référence à quartz.

● La société PRANA fabrique sous licence ELEKTRONIK GMBH un fréquencemètre numérique 5 chiffres à circuits intégrés couvrant la gamme 0 à 1 MHz dont la précision des mesures est de 1 unité $\pm 10^{-5}$ avec le quartz standard (ou 1 unité $\pm 10^{-6}$ en option)



L'appareil de base a un nombre de fonctions limité : mesures des fréquences, mesures des périodes. Par contre, on peut, sur option, choisir dans une très large gamme de possibilités supplémentaires : mesures d'intervalles de temps, mesures de rapports, sorties codées, etc.

Cette formule : appareil de base simple + grand choix d'options présente de nombreux avantages ; en ne prenant dans un appareil que les fonctions strictement nécessaires, on diminue le prix et on augmente la fiabilité.



PRANA : Compteur 500 et trois autres appareils non cités

● Le compteur SODERN type CT-10 est un compteur d'intervalle de temps possédant une résolution de 100 ns. Réalisé en circuits intégrés, il est présenté en un coffret de très petit volume.

Le nombre de décades peut être choisi de 6 à 9.

Les résultats de mesure sont disponibles en code BCD 1248 ou en code décimal.

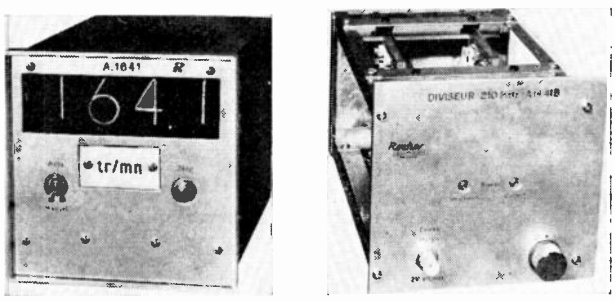
● Le nouveau fréquencemètre basse fréquence ROCHAR existe en deux versions adaptées l'une à l'usage en laboratoire et l'autre au montage en tableau.

Dans tous les cas, il s'agit d'un compteur à 4 chiffres, d'une précision de 0,1 % couvrant la gamme 20 Hz à 300 kHz. La sortie numérique des résultats de mesure est prévue en option.

En version industrielle, le modèle A 1641 permet la mesure de tout paramètre physique susceptibe d'être ramené à une fréquence par un capteur approprié, avec la possibilité de lecture directe dans l'unité désirée, grâce au réglage à la demande de la base de temps.

* Le fréquencemètre ROCHAR type A 1439 qui permet, sans accessoire, des comptages directs jusqu'à 50 MHz, peut recevoir toute une gamme de tiroirs étendant son domaine d'utilisation. Parmi ces tiroirs, signalons deux nouveautés :

— *le tiroir A 1441 B :* un diviseur par 4 portant la limite des fréquences mesurables de 50 à 210 MHz avec une sensibilité maximale de 50 mV eff.
— *le tiroir A 1511 B :* un diviseur par 16 étendant la gamme de fréquences des compteurs jusqu'à 550 MHz avec une sensibilité maximale de 100 mV eff.



ROCHAR : Compteur A.1641 et tiroir diviseur par 4 1441B

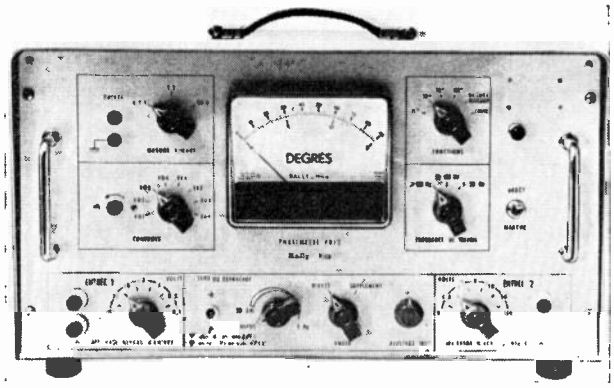
PHASEMÈTRES

● RALLY a présenté un phasemètre PBF 1 à lecture directe.

Pour des signaux d'entrée compris entre 100 mV eff. et 100 V eff. avec une fréquence pouvant aller de 5 Hz à 50 kHz, les mesures de phase sont possibles avec une précision variant de 1,5° +0,5 % de l'échelle à 3° + 0,5 % de l'échelle.

Une sortie enregistreur fournit une tension continue proportionnelle à l'angle de phase.

● TRANCHANT ELECTRONIQUE exposait une très intéressante nouveauté : l'Analyseur Numérique de phase Type GT 515.



RALLY : Phasemètre PBF

Cet appareil permet :

L'analyse de la phase absolue par rapport à un signal externe origine des repères,
L'analyse du déphasage entre deux signaux électriques périodiques,
La discrimination de la phase d'un signal modulé en phase,
L'analyse des accroissements de phases ou d'un déphasage,
La multiplication de fréquence.

L'affichage numérique est assuré par tubes lumineux (4 chiffres + signe).

Les caractéristiques principales annoncées sont :

Plage de fréquence : 100 Hz, 100 kHz (option 1 Hz).
Bande passante : large ou étroite (option 0,1 Hz).
Amplitude signal d'entrée : 1 mV à 200 V eff.
Impédance d'entrée : >1 M Ω en parallèle avec 10 PF.

Précision de la mesure de phase :

1.10^{-4} de la période entre 80 et 800 Hz.
1.10^{-3} de la période entre 800 et 8 000 Hz.
1.10^{-4} de la période entre 8 000 et 80 000 Hz.

Signal de sortie numérique : 4 fois 4 lignes BCD.

Impédance de sortie logique <500 Ω.

L'appareil se présente en coffret ou en rack standard 19 pouces, 4 unités. Poids 9 kg environ.

OSCILLOSCOPES

● CRC : La participation de CRC à Mesucora sera, comme chaque année, particulièrement remarquée. Parmi son éventail très complet d'oscilloscopes, la division MESURE de cette firme a présenté trois nouveaux équipements.

* Le premier, réservé aux très basses fréquences et aux faibles niveaux, l'OCT 749 possède deux voies affichant une sensibilité de 100 μV/division et une base de temps descendant à 5 sec/division. Son tube de 18 cm de diamètre sera très apprécié.

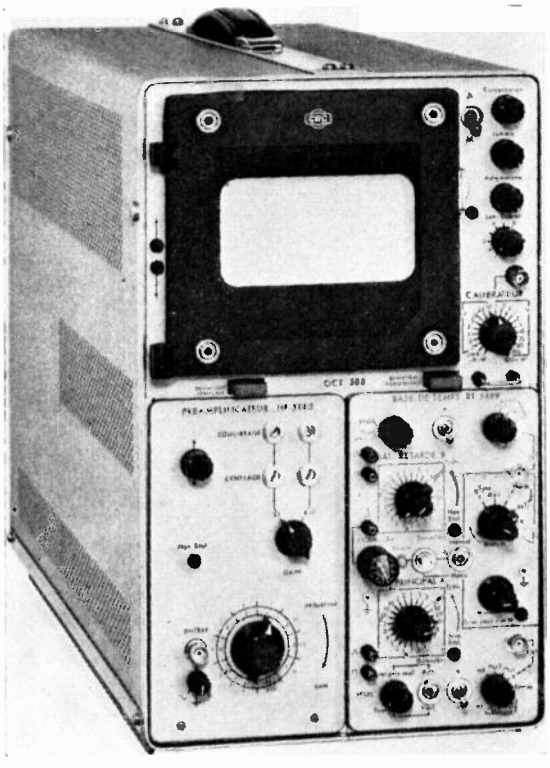
* Le deuxième, l'OCT 588 oscillographe à tiroirs fonctionnels, avec sa bande passante allant du continu à 100 MHz et sa base de temps atteignant 10 ns/cm retiendra l'attention des spécialistes de l'électronique rapide.

Grâce à la technique des tiroirs interchangeables (onze modèles) pratiquée pour les deux axes de déviation cet oscilloscope donne à l'utilisateur un grand choix dans les options d'emploi.

* Le dernier, l'OCT 568 a été très remarqué par sa présentation fonctionnelle. Equipé d'un tube à écran rectangulaire, cet appareil compact et léger malgré sa batterie incorporée, sera davantage destiné aux mesures sur chantier. Bande passante 15/20 MHz.

* Il était possible de voir en outre un tiroir à échantillonnage à 2 voies, SA 5891. Ce tiroir possède une sensnbilité maximale de 1 mV, une bande passante de 1 000 MHz et une durée minimale de balayage de 0,2 ns/cm.

● La Société KATJI a enrichi son catalogue de deux nouveaux produits :



C.R.C. : Oscilloscope OCT.588

C.R.C. : Oscilloscope OCT.568

* L'oscilloscope cathodique 308 à deux faisceaux. Le tube cathodique, de fabrication française est bi-canon et comporte 4 paires de plaques : (2 en X et 2 en Y). Ceci permet de doubler les fonctions horizontales et verticales qui peuvent être indépendantes et assurer par exemple 2 voies d'analyse autonomes. L'appareil, conçu aux normes « Marine » peut recevoir 4 types de tiroirs :

- 1 tiroir « double base de temps ».
- 3 tiroirs « amplificateurs différentiels », qui, selon le type, permettent l'analyse de phénomènes sensibles (50 µV/cm) ou rapides (15 MHz).

* Le générateur de temps type 104, système CEA.

Ce générateur délivre des signaux étalons de temps dans une gamme 2 ns à 1 sec. Le but poursuivi visait l'obtention de signaux d'une excellente précision et d'une stabilité absolue à partir d'un appareil de volume aussi restreint que possible. L'utilisation de circuits intégrés monolithiques a permis d'atteindre ces résultats.

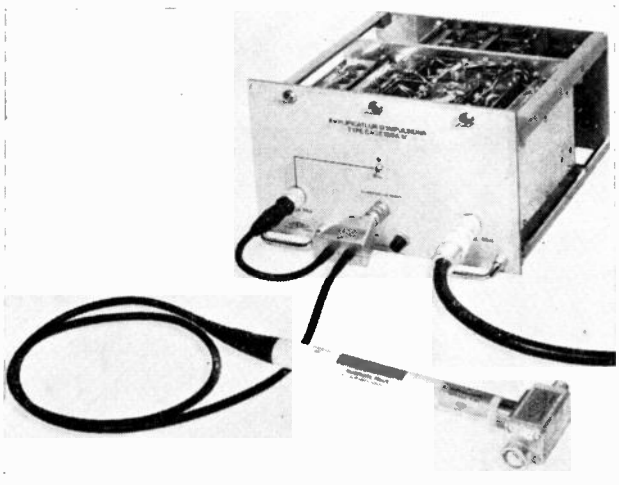
* Signalons enfin que la Société KATJI a localisé ses études dans la définition de nouveaux tiroirs. L'oscilloscope 307 B, déjà connu, utilisait jusqu'à ce jour cinq tiroirs. Deux nouveaux modèles viennent compléter cette gamme : Les tiroirs 3101 B et 3102 B.

Ce dernier, assez remarquable, mérite d'être détaillé. C'est une double base de temps. Les deux balayages peuvent être retardés l'un par rapport à l'autre, et une commutation électronique incorporée permet de présenter simultanément sur l'écran du tube les deux bases de temps, donnant ainsi une somme de possibilités, proche d'un oscillographe équipé d'un tube deux faisceaux totalement indépendants, en X et Y.

● ALCATEL présentait un oscilloscope 50 MHz fabriqué par la firme. Cet appareil, entièrement transistorisé, peut recevoir plusieurs types de tiroirs dont le plus rapide affiche une vitesse de balayage de 10 ns/cm et une sensibilité de 5 mV/cm. Signalons : cinq tiroirs traditionnels et deux tiroirs spécialisés.

Dans ce cas particulier, l'oscilloscope ALCATEL devient un « micromètre ultrasonore » dont la vocation est d'effectuer des mesures non destructives sur des échantillons métalliques (reconnaissance de défauts, calcul des constantes mécaniques, etc.).

● FERISOL exposait cette année l'oscilloscope OZ 100 modifié. Rappelons que cet appareil est destiné à l'étude des phénomènes périodiques à très hautes fréquences ou à l'examen de signaux non récurrents dont le temps de montée est particulièrement bref.



FERISOL : Amplificateur d'impulsions CAOZ. 100B

FERISOL a augmenté la bande passante de son appareil qui s'étend au-delà de 2 GHz. Enfin la mise au point d'un amplificateur d'impulsions type CA OZ 100 B, augmente les possibilités de cet oscilloscope qui présente alors une sensibilité de 50 mV/cm (temps de montée 2 ns).

ENREGISTREMENT

Enregistreurs galvanométriques

● CHAUVIN-ARNOUX présente l'enregistreur 190 pouvant être équipé d'un ou deux équipages mobiles ; l'inscription est rectiligne, tracé encre ou à sec. Différents types d'entraînements sont disponibles (moteur synchrone, mouvements à impulsions, à réserve de marche, autonomes sur pile) permettant 2, 3, 4, 5 ou 10 vitesses. Tous calibres et toutes graduations. Précision 1 % ou 1,5 % suivant calibre. L'adjonction d'un amplificateur galvanométrique type AGM permet les calibres 5 mV ou 10 µA (1 %). Format 190×190 mm.

● L'enregistreur MG 30 de GUERPILLON est à galvanomètre asservi (montage photo-électronique). Il permet l'enregistrement de 2, 3 ou 6 voies par pointé sur ruban (un toutes les 15 secondes). Format 144×144 mm.

● SEFRAM présente un enregistreur à deux voies de 250 mm, le « Graphirac double ». Ces deux voies peuvent être toutes deux galvanométriques (0,25 mV ou 0,25 µA) ou l'une d'elles galvanométrique et l'autre potentiométrique (1 mV). Particularité des voies asservies photoélectriquement : le chariot recherche automatiquement le spot à la mise sous tension ou après une surcharge.

L'adjonction d'un commutateur automatique de circuits de mesure à 4 voies permet l'enregistrement par échantillonnage. L'identification est assurée par un graphisme différent pour chaque voie.

L'amplificateur galvanométrique « Amplispot » permet d'obtenir une étendue de mesure de 2,5 μV ou 125 nA avec une résolution de 5 nV ou 0,25 nA.

Enregistreurs potentiométriques

● Le « CIMAPOT T5 » de CIMATIC est un enregistreur potentiométrique à diagramme déroulant entièrement transistorisé. Il peut être utilisé sur table ou en rack standard 19".

Largeur du diagramme : 250 mm.
Précision et linéarité : ±0,5 %.
Temps de réponse (échelle totale) : 800 ms.
Position du zéro réglable de ±1 largeur d'échelle par rapport au centre du diagramme.
Entrée flottante.
Quatre vitesses standard.
Sensibilités : 5, 10, 50, 100, 500, 1 000 mV dans 1 MΩ de 1 μA (5k Ω) à 100 A (50Ω) en 5 grammes.

Parmi les accessoires prévus, notons un commutateur à 6 voies (pointés).

* Chez le même constructeur, le Cimagraphe M 100 » est un enregistreur X-Y à potentiomètres asservis. Le papier, (300×400 mm maximum) est maintenu par aspiration.

Précision et linéarité ±0,1 %, stabilité 0,05 %.
Temps de réponse 60 cm/s.
Dix calibres de 0,2 à 500 mV/cm, 1, 2,5, 5 V/cm avec multiplicateur ×10.
Impédance d'entrée constante 1 M Ω.
Entrées flottantes.

Un module base de temps enfichable dans la voie X ou Y permet l'enregistrement de fonctions $y = f(t)$.

Un module préamplificateur enfichable permet d'augmenter la sensibilité (×5) et l'impédance d'entrée (×10) sur chacune des voies.

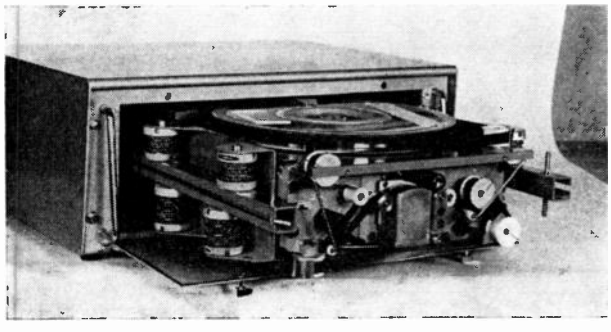
● Chez MECI, la série des « Speedomax G » (licence LEEDS & NORTHRUP) s'enrichit du millivoltmètre potentiomètre Type E. Signalons que le potentiomètre enregistreur électronique « Minipont » peut être désormais équipé d'un bloc électronique transistorisé interchangeable avec l'ancien bloc à tubes.

● Chez SEFRAM, nous signalons le « Servo-trace PE 110 ». Cet enregistreur potentiométrique à grande vitesse de réponse (300 ms pleine échelle) est un modèle 1 mV dont la résistance d'entrée est supérieure à 20 M Ω et la linéarité de ±0,1 %.

Enregistrement magnétique

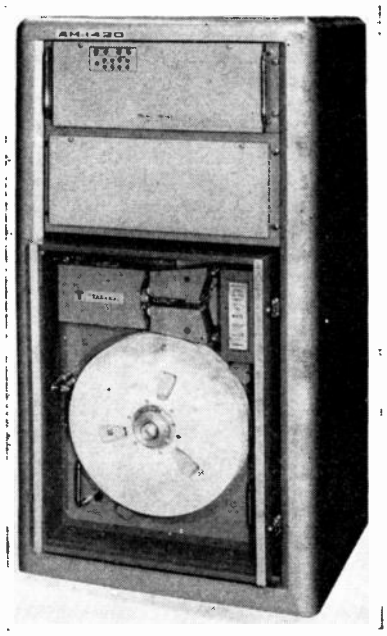
Nous citerons deux types de matériels embarquables :

● L'enregistreur numérique A 4700 de la SOCIÉTÉ DE FABRICATION D'INSTRUMENTS DE MESURE (SFIM) est contenu dans un coffret. La bande est entraînée soit en continu, soit en coup par coup (version incrémentale). De faible encombrement : 340×310×160 mm, masse 12 kg, cet enregistreur à 4 vitesses (en continu) permet une vitesse maximale d'inscription de 400 caractères/secondes (en version incrémentale). Densité d'inscription 80 bits/seconde (200 BPI).



S.F.I.M. : enregistreur numérique A.4700

Cet enregistreur, associé à un système d'acquisition, de commutation et de codage, également étudié et réalisé par la S.F.I.M., a été retenu comme matériel de base de l'installation d'essai de l'avion franco-anglais JAGUAR.



TALONA : enregistreur magnétique M 1420.

● L'enregistreur magnétique M 1420 de TOLANA SCHLUMBERGER est un appareil embarquable pour gros avions. Il existe en version analogique ou numérique ; les têtes d'enregistrements et les tiroirs d'électronique facilement amovibles permettent de passer facilement d'une version à l'autre.

Utilisant la bande de 2,54 cm (1 pouce), l'autonomie est de 3 h à 19 cm/s. Différents formats d'enregistrement sont possibles ; en numérique, par exemple, la densité est de 150 bits/cm (400 BPI) avec 33 pistes.

Cet enregistreur, dans ses deux versions, a été sélectionné pour l'équipement d'essai de l'avion supersonique CONCORDE après une sévère compétition internationale.

APPAREILS ÉLECTRONIQUES UTILISÉS EN PHYSIQUE ET EN CHIMIE

1. Les Spectromètres de masse sont présents sur de nombreux stands. Dans ce domaine, on constate une évolution vers des appareils entièrement automatiques, compacts et d'utilisation aisée.

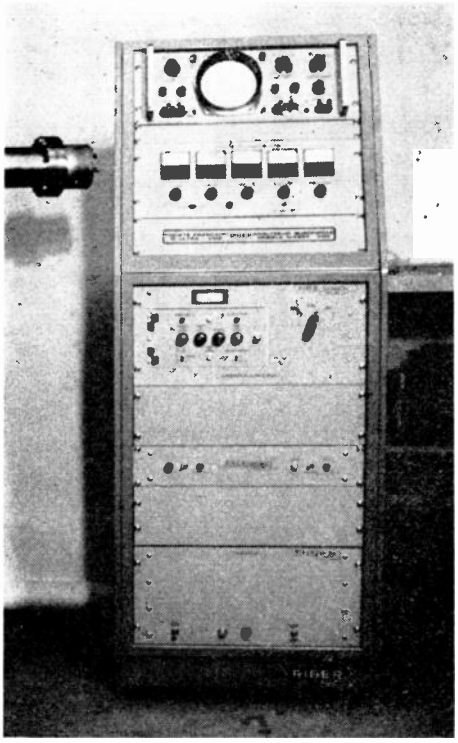
● Le nouveau détecteur de fuite ASM 4, dans lequel la cellule d'analyse du type NIER a été particulièrement bien étudiée, est présenté par ALCATEL. Une étude poussée des trajectoires électroniques et ioniques a permis de supprimer le repousseur d'ions et d'obtenir une sensibilité et un pouvoir séparateur très élevés.

Dans les accessoires, nous avons remarqué le manomètre à ionisation, à cathode froide ACF 10, à double plasma, qui permet de retarder considérablement la pollution de la jauge au cours du temps.

● Chez THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT, à signaler le spectromètre de masse TH N205 E d'encombrement réduit. Il permet d'effectuer l'analyse chimique et isotopique dans le domaine des masses de 2 à 300. Il est directement utilisable comme analyseur des pressions partielles d'une enceinte à vide.

● RIBER présente l'analyseur Quadripôle QML 50, à séparation de masse électrostatique.

L'appareil est fourni avec une chambre d'ionisation sur laquelle il est possible de régler les différents potentiels d'ionisation et d'accélération, facilitant ainsi l'interprétation des spectres. Comme l'orifice d'entrée du filtre est grand, comparé à celui d'un analyseur de type magnétique, on obtient une forte sensibilité et un faible temps de réponse,



RIBER : analyseur quadripôle QML 50

permettant l'étude des phénomènes transitoires sur oscilloscope.

Domaine des masses : 1 à 500.
Résolution : unité à la masse 500.
Vitesse de balayage : 50 ms à 30 mn.

2. Les chromatographes présentés sont nombreux. Universellement répandus dans les laboratoires de chimie, ce type d'appareil fait une place de plus en plus importante à l'électronique (régulation de température ultra-précise, programmation électronique de température, etc.). La tendance actuelle s'oriente vers la réalisation d'appareils pouvant être couplés soit avec un spectromètre de masse, soit avec un spectrophotomètre infrarouge.

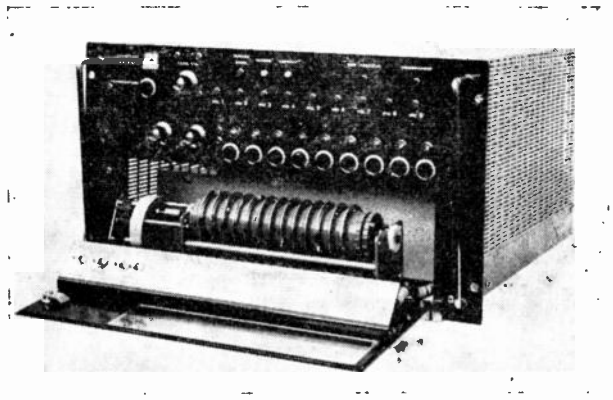
● Sur le stand JOUAN, nous avons remarqué le MX 1307 M, résultant de la combinaison d'un spectromètre de masse simplifié à deux collecteurs à 180° et d'une colonne chromatographique.

● GIRDEL présente la série 75, constituée par des appareils de petit volume sous forme modulaire. Four à simple ou double colonne, à régulation de température proportionnelle. Le détecteur à flamme sans volume mort possède un brûleur horizontal lui conférant une sensibilité de 2.10^{-2} coulomb par gramme de carbone et une excellente linéarité.

Toute une gamme de détecteurs est adaptable (capture d'électrons, etc.). L'amplificateur électromètre est transistorisé. Le programmateur de température est linéaire et transistorisé, permettant des vitesses à partir de 0,2 °C/mn.

● A signaler chez SETARAM un chromatographe permettant l'analyse automatique et répétitive de tous les composants d'un mélange gazeux ou liquide, corrosif ou non, échantillonné sur les circuits d'un processus continu de fabrication.

Ses caractéristiques sont : cellule de mesure par conductibilité thermique à filament ou à thermistances protégées (pour les mélanges très corrosifs) — une ou plusieurs colonnes de séparation avec robinets de commutation, enceintes régulées en température avec précision 1/10 °C — modèle standard ambiante à 150 °C — modèles spéciaux : très basses températures ou à doubles enceintes. Programmateur à cames indéréglables et facilement accessibles — tarage de zéro entre chaque pic — réglage continu de la sensibilité sur chacun des 9 pics et rapport fixe 1/10. Enregistrement en « pic » ou en « barre » — commande



SETARAM : chromatographe

manuelle ou en automatique. Protection contre les atmosphères corrosives par capots — circuits imprimés, transistorisés, débrochables pour l'échange rapide. Raccordement prévu aux dispositifs d'automatisation ou d'alarmes : mémoire pneumatique ou électronique, intégrateur, calculateur.

3. Le spectromètre de résonance paramagnétique électronique a cessé d'être un appareil de recherche avancé.

Un spectromètre hertzien, destiné à l'étude des ions, molécules ou centres paramagnétiques électroniques, c'est-à-dire possédant des électrons non apairés, est présenté par P. FONTAINE. Son RPE modèle F 3400, d'allure très moderne, possède des performances très poussées :

Puissance hyperfréquence : 0,05 à 500 mW.
Gamme de fréquences : 9 300 à 9 600 MHz.
Stabilité de la fréquence : 10^{-6}.
Champ magnétique maximal : 5 000 gauss.
Stabilité du champ : 2.10^{-6}.
Sensibilité ultime : 2.10^{11} centres par gauss.
Masse : 700 kg.

4. Les capteurs de toutes sortes sont rencontrés en très grande quantité. La tendance s'oriente vers la miniaturisation et le fonctionnement en ambiance difficile.

Nous pouvons dire qu'actuellement, les capteurs à jauge de contrainte, très répandus, sont parfaitement fiables.

● Chez CORECI et chez SODERN, nous avons remarqué une gamme très importante de thermo-couples chemisés. Chez SODERN, on propose en particulier des « Thermocoax » chemisés platine qui peuvent être utilisés en ambiance corrosive jusque vers 1 500 °C.

● Sur le stand E.C.A. nous avons vu des capteurs de pression et leurs coffrets de mesure. Ils sont constitués par deux soufflets montés en tandem, réunis par une tige portant le noyau magnétique du détecteur. La détection est réalisée par un pont d'impédance auto-compensé en température.

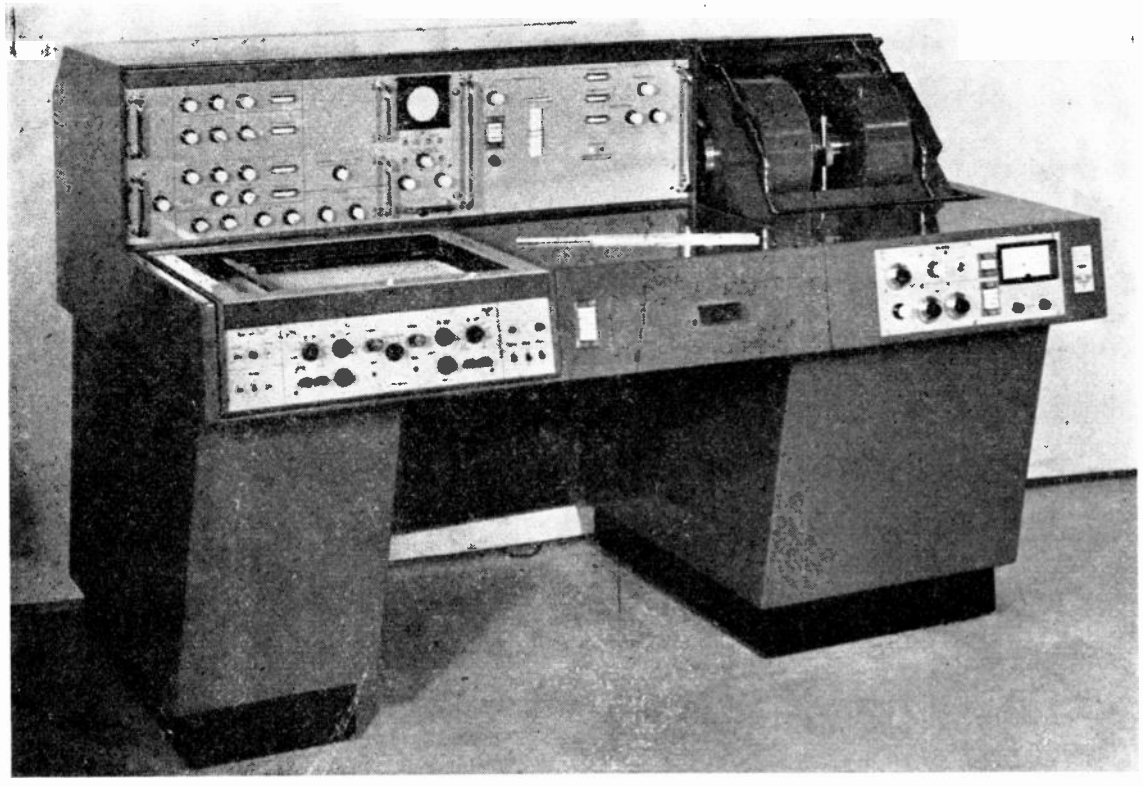
Gammes s'étendant de 10 millibars à 5 bars.
Précision 1 %.
Hystérésis 0,2 %.
Stabilité ±0,5 %.
Températures de service de 20 à 120 °C.

● SEXTA présente une gamme très étendue de capteurs de pression, accélération, vitesse, etc, ainsi que les coffrets de mesure.

● A signaler chez METREL des accéléromètres, des dynamomètres piézo-électriques, et des capteurs de pression de dimensions réduites.

● SCHLUMBERGER, département ACB, fabrique de nouveaux capteurs de mesure à variation d'inductance (manomètres, accéléromètres, dynamomètres, goniomètres). Equipés d'un démodulateur intégré, ces appareils, alimentés sous 22 V - 1 000 Hz, fournissent une tension de sortie continue proportionnelle à la grandeur d'entrée (linéarité ±0,25 % pour une température de service de —50 à +200 °C).

La liaison avec les autres appareils est réalisée par un câble à quatre fils.



P. FONTAINE : spectomètre RPF - F. 3400

LASERS

Les lasers se retrouvent aussi bien au Salon des Composants qu'au Salon de la Physique.

Discrets au **Salon des Composants**, les lasers tiennent une place de choix au salon de la Physique, tant par l'aspect spectaculaire de certaines présentations que par la surface occupée et la qualité des réalisations.

Il est bon de noter que la FRANCE, représentée par quatre compagnies fabricantes, prend un bon départ dans ce domaine.

● La C.I.L.A.S. (Compagnie Industrielle des Lasers), filiale de la C.G.E. montrait à son stand :

— Un laser à gaz rare (hélium - néon) d'une puissance de 50 mW, fonctionnant en continu (NCT 10 C) et disponible pour les longueurs d'ondes : 6328 Å - 1,15 μ - 3,39 μ.

— Un laser à solide (rubis : 6943 Å, verre dopé au néodyme : 1,06 μ), d'une puissance crête de 10 MW (RDM 10), fonctionnant en impulsions déclenchées de 30 ns, à une cadence de répétition de un tir par minute.

— Un laser à gaz (He - Ne) monomode de faible encombrement et donnant une stabilité de fréquence de l'ordre de 10^{-9} à moyen terme.

— Un impressionnant laser moléculaire (CO_2 - N_2) de 12 mètres, fournissant une puissance continue de 700 W, et dont elle espère obtenir bientôt le kilowatt.

A noter également que la CILAS développe également des ensembles plus complexes : un télémètre laser d'encombrement réduit était présenté.

● La C.S.F. dispose également dune gamme étendue de matériels, nous avons noté au Salon des Composants :

— Un laser à gaz (Hélium-Néon) de faible encombrement, donnant 8 mW à 6328 Å.

— Un laser à gaz (Argon ionisé) de haute stabilité fournissant 10 mW à 4880 Å, avec une cohérence temporelle de 10^{-10}.

— Un laser à Argon ionisé fournissant une puissance continue de 15 W. sur un spectre « bleu-vert » entre 3 000 et 5 000 Å.

— Des diodes à jonction (GA10 et GA12) p-n à l'arséniure de gallium avec injection de charges par diffusion de zinc dans le semiconducteur de type N. Elles permettent une émission laser variant en fonction de la température (de 20 °K à 300 °K) de 8 400 à 9 000 Å. En régime continu, le courant direct varie de 0,1 à 1 ampère ; en régime impulsionnel, il peut varier de 1 à 50 ampères ; la puissance moyenne dissipable avec radiateur à 300 °K est de l'ordre du demi-watt ; en impulsion, la puissance crête peut atteindre 20 W.

Ces diodes présentées sous un aspect qui rappelle les « pilules varactors » ont de bonnes performances en haute fréquence et permettent, soit des modulations jusqu'à 500 MHz, soit le passage d'impulsions lumineuses très brèves (temps de montée inférieur à une nanoseconde).

Elles sont utilisées, soit dans des lasers à régime continu de faible puissance (quelques milliwatts) et de spectre très monochromatique (0,1 Å), soit dans des lasers à régime impulsionnel de quelques watts dont le spectre s'étend sur une dizaine d'angströms.

● La S.A.T. exposait le laser moléculaire K 10 (à CO_2 - N_2 --O_2 - He) pouvant fonctionner sur plus de trente longueurs d'ondes échelonnées entre 9,27 et 10,69 μ. La puissance maximale de 10 W n'est obtenue que sur les longueurs d'ondes les plus favorables (10,59 μ en particulier). Sa divergence est inférieure à 10 mrd. Dans cette réalisation, il n'est pas monomode et plusieurs fréquences peuvent être émises simultanément.

Il mesure 130 × 15 × 16 cm sans son alimentation.

Son prix et ses performances sont comparables à ce qu'on trouve sur le marché national et international.

● La CFTH-HB ne présentait au Salon des Composants qu'un laser solide à émission continue dont l'élément actif est constitué par un barreau de grenat d'yttrium-aluminium (YAG) dopé au néodyme dans la proportion de un pour cent. Ce laser fonctionne dans le proche infrarouge à 1.06 μ et peut fournir 1 W.

Au **Salon de la Physique**, on voit deux tendances se dégager des divers stands :

1. L'effort de recherche s'accentue et se précise en particulier dans les directions de la fabrication des matériaux, du gain en puissance, de la stabilité en fréquence et en puissance, de la modulation, de la détection et de l'étude des

effets non linéaires (conversion de fréquence, multiplication de fréquence, autofocalisation, etc.).

2. Les applications offertes se multiplient et touchent de très nombreux domaines ; la fiabilité et l'adaptation des matériels à des problèmes spécifiques deviennent le souci numéro un des industriels qui veulent pouvoir couvrir, avec une gamme raisonnable de prototypes, un marché ouvert mais encore mal délimité.

Matériaux. — La Société le « RUBIS SYNTHÉTIQUE DES ALPES » expose de très beaux spécimens de monocristaux de rubis (Ø :3 cm ; 1 : 25 cm) et de saphirs. Elle propose aussi bien de l'alumine étalon d'une pureté supérieure à 99,99 %, que de l'alumine α ou γ dopée à la demande, ou des monocristaux pour lasers et masers.

La C.G.E. présente une collection de rubis, de verres et de grenats de très belle qualité, de dimensions « internationales ».

La C.S.F. fabrique des diodes à l'arseniure de gallium pour lasers à semiconducteur permettant une modulation jusqu'à 500 MHz, comme nous l'avons dit plus haut.

Puissance. — Au stand CILAS (CGE), rappelons que le laser moléculaire (Co_2 N_2) de 12 m de longueur fournit une puissance continue de 700 W qui pourra vraisemblablement être portée à 1 kW.

Au stand du Centre de Recherches de Marcoussis, ce sont les lasers à solide de grande luminance (10^{16} W/cm²/s.d) qui, avec une puissance de crête de 16 GW, fournissent 500 J en 30 ns ; ce sont aussi les lasers ioniques à l'argon, au krypton ou au xénon qui permettent d'obtenir plusieurs watts sur une quarantaine de raies de spectre visible et du proche infrarouge.

L.C.T. développe également des lasers ioniques monomodes ou multimodes de caractéristiques équivalentes.

Au stand de la C.S.F. on note la présence de lasers à gaz (argon ionisé) d'une quinzaine de watts.

Stabilité. — Presque tous les stands où apparaissent des lasers consacrent une partie de leurs efforts à la stabilité d'un type d'appareil :

Le Laboratoire Central des Télécommunications, la C.F.T.H., la C.S.F. ont réalisé des lasers à gaz (He - Ne) monomodes portatifs de quelques milliwatts. La C.S.F. développe un laser à argon ionisé monomode de haute stabilité (10^{-10}) sur la longueur d'onde 4880 Å délivrant 10 mW. Les compagnies qui fabriquent des lasers moléculaires en étudient la stabilité pour diverses applications.

Effets non linéaires - Modulation - Détection. — La C.S.F. présente un laser à injection émettant 20 watts crête en impulsions de 0,1 µs, à une cadence de 1 000 Hz. Le matériau de base de ce laser est une diode à jonction d'arseniure de gallium dopé au zinc. Sa longueur d'onde peut varier en fonction de la température de 8400 à 9000 Å. On peut moduler la « porteuse lumière » jusqu'à une fréquence de 500 MHz.

Le C.N.E.T. étudie la modulation des lasers moléculaires, tandis que la S.A.T. présente une liaison infrarouge utilisant des modèles de détecteur au Te Hg et au Te Cd.

La C.G.E. étudie la multiplication de fréquence (doublage et quadruplage) à partir du faisceau du laser à rubis à 1,06 µ, à travers un cristal de K.D.P. Elle espère ainsi obtenir des puissances et des énergies intéressantes dans l'ultraviolet ; on obtient déjà 8 joules dans le vert et 100 millijoules à 2515 Å.

Focalisation. — La faible divergence des faisceaux lasers est encore accentuée par des optiques appropriées. On peut ainsi obtenir des densités d'énergie considérables et créer des champs électriques de l'ordre de grandeur des champs atomiques. Sans atteindre ces performances, la majorité des sociétés présentes développent des lasers à focalisation poussée pour diverses applications.

A la C.S.F. un laser à gaz (He - Ne) peut être fourni soit en structure confocale (divergence 5 mrd, multimode, puissance de 1 à 50 mW), soit en structure hémisphérique (0,5 mrd, 1 à 4 mW, monomode : transverse TEM_{00n}). Sa fréquence peut être fixée à 6328 A ou à 1,15 µ selon le désir du client.

Fiabilité. — La C.F.T.H. propose une série de lasers à gaz (TX4004) dont la durée de vie du tube est supérieure à 1 000 heures. En outre, ces appareils ont une stabilité de fréquence assurée à quelques MHz (type C) ; l'ensemble est thermostaté à 1/100 °C. Les appareils sont conçus en éléments modulaires, toutes les pièces sont interchangeables, et la mise en œuvre ne nécessite aucun réglage.

La C.S.F. assure une durée de vie de 1 000 coups à son laser à rubis (LA 625) fournissant 0,5 J en impulsions de 20 ns et dont le refroidissement est simplement assuré par de l'eau ordinaire.

Applications. — La L.C.T. développe un laser à gaz pour de la télémétrie en continu et un laser à rubis pour des applications en impulsions.

La C.F.T.H. étudie un laser « hélium - néon » pour de la métrologie par interférométrie qui permet une précision de 0,15 µ par mètre.

La C.G.E. met au point un appareillage de mesures précises d'alignement pour des applications de télémétrie. Dans un autre ordre d'idées, elle développe un gyrolaser à l'hélium - néon qui permet de mesurer les vitesses de rotation absolue avec une précision de 0,1 degré par heure.

L.C.T., la C.G.E., le C.N.E.T., entre autres, se penchent sur les problèmes posés par les télécommunications, les transmissions de données, les perturbations atmosphériques.

Le C.N.E.T. et la C.S.F. présentent des hologrammes éclairés par laser ou par lampe à vapeur de mercure et envisagent les applications de cette nouvelle technique.

La C.G.E. offre des montages spéciaux : laser monté sur microscope (RL 10 M) pour les médecins ou les chimistes, avec platine de travail et dispositif de visée (RL 405) pour les laboratoires d'analyse industrielle, etc.

Enfin des lasers de puissance sont disponibles un peu partout pour les applications thermiques et, en particulier, le micro-usinage et la soudure au laser. Nous citerons le LA 50 à rubis fournissant 50 joules en impulsion de 1,5 ms, développé par la C.S.F., et le laser de 5 à 35 joules (RL 350), fabriqué par la C.I.L.A.S.

Mais, dans ce domaine encore très neuf, la physique ne perd pas ses droits et le laser demeure surtout l'outil du physicien auquel il apporte la richesse de sa cohérence spatio-temporelle dans de nombreux domaines comme la spectroscopie, la métrologie, la gravimétrie, la structure des plasmas, l'étude des turbulences en aérodynamique et en thermodynamique, la biochimie, la photosynthèse, etc., etc.

SUPRACONDUCTEURS

— La CS.F. fabrique du ruban supraconducteur au niobium-étain (Nb_3Sn) dont la température de transition se situe à 18 °K. D'une épaisseur totale de 30 µ à 35 , le ruban se compose d'une âme de niobium d'une dizaine de microns sur laquelle est déposée de part et d'autre un film de Nb_3Sn de 3 µ d'épaisseur ; le tout est recouvert de cuivre. A la température de l'hélium liquide (4,2 °K) le champ magnétique critique est d'environ 20 teslas. A 10 teslas, le courant critique est supérieur à 10 ampères par millimètres de largeur. Ce matériau est disponible en rubans de largeurs variables (6,4 à 20 mm) et de longueur comprise entre 200 et 500 mètres.

— Thomson Houston présente un fil supraconducteur en alliage de Niobium-Titane gainé d'un matériau stabilisateur (cuivre ou aluminium de haute pureté) A 5 teslas, la densité de courant critique est de $1{,}5.10^5$ ampères par centimètre carré. Ce fil permet la réalisation de champs magnétiques élevés (8 teslas) dans des volumes importants.

— La C.G.E. développe toute une gamme de matériels destinés aux basses températures et à la supraconductivité. Ses cryostats d'une technologie avancée permettent de disposer de volumes utiles de 10 à 50 litres soit en modèles standards, soit pour toute construction spéciale. La consommation en hélium liquide est de l'ordre de 0,5 à 1 litre par heure pour 50 litres de volume utile. Son indicateur de niveau d'hélium assure le maintien automatique de la charge de liquide cryogénique entre deux niveaux prédéterminés. Ses bobinages à supraconducteurs bobinés permettent d'obtenir des champs supérieurs à 10 teslas dans des volumes de plusieurs litres. Les bobinages réalisés ont une homogénéité adaptée aux applications envisagées. Ils sont particulièrement utilisables en physique du solide, en physique nucléaire, ou physique des plasmas, dans les techniques acrospatiales, etc.

Informations

Documentation technique et communiqués

COMPARAISONS DE FREQUENCES

par rapport à l'étalon Cs2 en 10^{-10}

Avril 1967	GBR 16 kHz	WWVL 20 kHz	NSS 21,4 kHz	MSF 60 kHz	HBG 75 kHz	Allouis 164 kHz
1	−299,8	−300,0	−299,9	—	+0,1	−0,8
2	−298,5	−300,0	−299,8	—	+0,1	−0,7
3	−300,0	−300,0	—	—	+0,2	−0,8
4	−299,3	−300,0	—	—	—	−0,7
5	−300,1	−300,0	−300,4	+0,3	+0,1	−0,9
6	−299,3	−300,0	−299,9	+0,3	+0,1	−1,0
7	−299 3	−300,0	−300,1	−0,1	0	−1,1
8	−300,0	−300,0	−300,4	+0,1	0	−1,0
9	−300,0	−300,1	−300,4	−0,1	0	−1,1
10	−299,7	−300,1	−300,4	+0,2	+0,1	−0,9
11	−300,2	−300,2	−300,1	+0,3	+0,1	−0,9
12	−299,9	−300,2	−300,0	+0,1	0	−1,0
13	−300,3	−300,2	−300,0	0	+0,1	−1,0
14	−300,3	−300,3	−300,0	0	0	−0,7
15	−300,3	−300,3	−300,6	−0,7	−0,2	−0,8
16	−300,3	−300,3	−300,0	0	−0,2	−0,8
17	−300,0	−300,2	−300,3	−0,3	−0,2	−0,8
18	−300,3	−300,2	−300,1	+0,2	0	−0,7
19	−299,7	−300,2	−300,0	−0,2	−0,4	−0,7
20	−300,3	−300,2	−300,4	—	—	—
21	−300,3	−300,3	−300,7	—	−0,4	−0,8
22	—	−299,8	−300,0	—	−0,4	−0,4
23	−299,7	−299,8	−300,2	—	−0,2	−0,4
24	−300,1	−299,9	−299,8	−0,1	−0,2	−0,4
25	−300,1	−299,9	−299,8	+0,2	−0,1	−0,5
26	−300,1	−300,0	−300,4	+0,1	−0,1	−0,4
27	−300,1	−300,0	−300,1	+0,2	−0,1	−0,3
28	−299,8	−300,0	−299,6	+0,1	0	−0,3
29	−299,8	−300,0	−300,2	+0,1	0	−0,2
30	−300,1	−300,0	−299,9	—	+0,1	−0,2

— Les enregistrements de phase ont été effectués par l'intermédiaire d'un oscillateur à rubidium.

— Les fréquences sont rapportées à l'étalon à césium Cs^2 du Département « Fréquences » du C.N.E.T.

COURS DE PERFECTIONNEMENT

SESSIONS DE PERFECTIONNEMENT DE L'E.S.E.

2e semestre 1967

L'Ecole Supérieure d'Electricité organise depuis 1961 des sessions de perfectionnement postcolaires dans lesquelles sont enseignées les matières de son domaine, ayant, dans les années récentes, donné lieu à d'importants développements.

Ces sessions s'adressent à des Ingénieurs ESE ou de formation équivalente. Elles comportent des conférences, des travaux pratiques, des exercices oraux et des visites d'usine. Elles s'étendent en général sur deux semaines consécutives, le samedi et le dimanche restant, en principe, libres. Les conférences ont généralement lieu le matin de 9 h à 12 h 15, les travaux pratiques les exercices oraux et les visites d'usine ont lieu l'après-midi de 14 h à 17 h 30. Une part importante est généralement réservée aux manipulations faites suivant les méthodes très efficaces en usage à l'Ecole. Le nombre maximal de participants est normalement fixé à 30 par session.

Les demandes d'inscription devront être accompagnées du montant des frais, soit 1 000 F (déjeuners compris), sous forme de chèque bancaire ou postal à l'ordre de l'Ecole Supérieure d'Electricité (CCP 14.818.53).

Le programme des sessions prévues pour le 2e semestre 1967 est le suivant :

Session H 19 : Semiconducteurs et Transistors

Du 4 septembre au 15 septembre 1967

Les participants doivent posséder les bases de l'électronique. La session porte sur la physique, les propriétés et l'utilisation des transistors et autres semiconducteurs.

Session B 35 : Applications de l'Electronique aux courants forts

Du 11 septembre au 22 septembre 1967

Les participants doivent posséder les bases de l'électronique, ils seront instruits des principales applications industrielles de l'électronique dans les courants forts (production et transformation d'énergie, régulation et applications diverses).

Session C44 : Théorie et pratique des asservissements

Du 11 septembre au 22 septembre 1967

La session convient aux Ingénieurs familiarisés avec les montages électroniques classiques, les équations différentielles à coefficients constants et ayant déjà des connaissances dans le domaine des asservissements. Ils doivent posséder en outre des notions de calcul opérationnel, de calcul matriciel, des fonctions aléatoires et de variable complexe.

(Session de préparation recommandée : SERVOMÉCANISMES-TRANSISTORS).

Session D 16 : les calculatrices électroniques et leurs applications

Du 18 septembre au 29 septembre 1967

La connaissance des bases de l'électronique est nécessaire. L'enseignement portera sur la structure et la technologie des machines analogiques et numériques, les circuits logiques, l'analyse numérique, la programmation et les applications des calculatrices.

Session CH 17 : Servomécanismes et Transistors

Du 25 septembre au 6 octobre 1967

La session convient aux Ingénieurs connaissant les bases de l'électronique (amplificateurs, oscillateurs, multivibrateurs, modulation, redressement, principe de la réaction, notions sur les semiconducteurs, les moteurs électriques) et ayant des notions de calcul opérationnel.

(Session de préparation recommandée : INTRODUCTION À L'ÉLECTRONIQUE).

Sessions d'Introduction à l'Electronique

Session B 118 : du 2 octobre au 13 octobre 1967
Session B 119 : du 6 novembre au 17 novembre 1967

Ces deux sessions, de programmes identiques, s'adressent aux Ingénieurs ayant une bonne formation générale, désirant s'initier aux différents aspects de l'électronique et en acquérir les bases.

Session A 13 : Mathématiques modernes appliquées

Du 20 novembre au 1er décembre 1967

Cette session porte sur la théorie des ensembles, le calcul matriciel, le calcul opérationnel et les applications pratiques de ceux-ci, à l'analyse et la synthèse des réseaux, le calcul des amplificateurs, les circuits à réaction négative, les asservissements, les problèmes de stabilité etc.

Les participants doivent posséder les connaissances du niveau de Mathématiques Supérieures.

Session J 13 : Acquisition de données : mesures électroniques, capteurs, enregistrement

Du 4 décembre au 15 décembre 1967

Cette session s'adresse à des Ingénieurs possèdant les bases de l'électronique et désirant acquérir des connaissances sur le fonctionnement et l'utilisation des appareils et des chaînes de mesures industrielles (température, débits, pressions, durées, etc.).

Tous renseignements complémentaires concernant les programmes et les inscriptions peuvent être obtenus à l'Ecole Supérieure d'Electricité, 10, avenue Pierre Larousse : Malakoff. Tél. : 253.56.30.

COURS D'ÉTÉ SUR LES HYPERFRÉQUENCES

Louvain, 4-15 septembre 1967

Un cours d'été sera organisé du lundi 4 au vendredi 15 septembre 1967, à l'Université Catholique de Louvain par le Laboratoire d'Electronique, section Hyperfréquences. Il s'adresse aux ingénieurs désireux d'acquérir et d'approfondir les notions de base nécessaires à l'étude des techniques utilisées en hyperfréquences.

Plusieurs séminaires seront organisés, ainsi que quelques séances d'exercices et de révision. Des textes imprimés y seront distribués. De plus, les participants effectueront des essais pratiques au laboratoire d'hyperfréquences.

Le nombre de participants est limité, compte tenu de la place disponible au laboratoire.

Le cours couvrira les sujets suivants :

Rappels d'électromagnétisme. Lignes de transmission. Matrices de réflexion et de répartition. Ondes guidées. Obstacles dans les guides. Cavités. Jonctions. Eléments passifs non-réciproques. Structures périodiques et filtres.

Séminaires :

Techniques de mesure. Tubes utilisés en microondes. Ferrites. Dispositifs à faible bruit. Application aux communications spatiales. Semiconducteurs en hyperfréquences. Applications industrielles.

A la demande des participants, certaines parties du cours ou de certains séminaires pourront être développés ou réduits.

Le cours est dirigé par le professeur A. Vander Vorst, Dr en Sc. Appl., M.S.E.E. (M.I.T. USA), ingénieur civil électricien et mécanicien U.I.Lv. auprès duquel tous renseignements complémentaires peuvent être obtenus au Laboratoire d'Electronique, 94, Kardinaal Mercierlaan, *Heverlee-Leuwen* Belgique.

Les inscriptions sont reçues dès maintenant et au plus tard le 15 juillet 1967. Le montant du droit d'inscription s'élève à 10 000 FB (comprenant les repas de midi), soit environ 800 FF, payable avant le 1er août 1967.

Un certificat sera délivré à la fin du cours.

SESSIONS DE PERFECTIONNEMENT INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES

Villeurbanne, 18-22 septembre 1967

Le Centre d'Actualisation Scientifique et Technique, créé en 1962 par l'Association des Anciens Elèves de l'I.N.S.A. de Lyon, organise du 18 au 22 septembre 1967, six sessions de perfectionnement. Elles auront pour thèmes :

- CHROMATOGRAPHIE EN PHASE GAZEUSE
- CIRCUITS INTÉGRÉS
- EXTENSOMÉTRIE
- RHÉOLOGIE
- SPECTROSCOPIE HERTZIENNE (RMN, RPE)
- THERMODYNAMIQUE CHIMIQUE.

Les Cours comportant des conférences, des travaux pratiques et des exercices d'application, s'adressent aux Ingénieurs et Cadres désirant compléter leurs connaissances dans l'un de ces domaines.

Les Sessions ont lieu dans le cadre de l'Institut où l'hébergement est assuré. Une exposition de matériel scientifique spécialisé y est organisée.

Pour tous renseignements complémentaires s'adresser à : Centre d'Actualisation Scientifique et Technique, Association des Anciens Elèves de l'I.N.S.A., 20, avenue Albert Einstein, 69-Villeurbanne.

CONGRÈS

SECONDE CONFÉRENCE INTERNATIONALE IFAC-IFIP

Menthon, 5-9 juin 1967

Prévenus trop tard pour la parution de cette information dans l'Onde Electrique de mai 67, nous ne voulons cependant pas passer sous silence cette importante manifestation dont le thème a couvert l'ensemble des calculateurs numériques intégrés dans un procédé industriel ainsi que les calculateurs non intégrés, dans la mesure où le problème traité est lié au procédé industriel. (Ex. : Etablissement d'un bilan économique). Par contre, n'était pas inclus le traitement des problèmes liés à la gestion administrative et comptable des entreprises.

Les différentes sections de la conférence étaient :

Industries Chimiques. Systèmes de Production d'Energie Electrique. Centrales Thermiques et Nucléaires. Sidérurgie. Transports. Applications diverses. Exposés de synthèse. Enseignement.

Des voyages d'étude ont clôturé la conférence. Côte d'Azur-Nice et les Laboratoires IBM de La Gaude. Les Alpes et les grands barrages d'Electricité de France. Marseille et son complexe pétro-chimique de l'Etang de Berre. Visite des installations d'irrigation du Languedoc.

COLLOQUE SUR LES PROPRIÉTÉS ÉLECTRONIQUES DES COUCHES MINCES

Orsay, 22 et 23 juin 1967

La Société Française de Physique organise à la Faculté des Sciences d'Orsay un Colloque sur les propriétés électroniques des couches minces, avec le concours de MM. P.G. de Gennes et Deutscher, les 22 et 23 juin 1967.

En plus des exposés généraux ci-dessous, il est prévu un nombre restreint de courtes communications de 15 minutes :

M. ABELES - Propriétés optiques et propriétés de transport des couches minces.

M. BERTEAUD - Ondes de spin dans les couches minces ferromagnétiques.

M. NEEL - Phénomènes de couplage entre couches minces ferromagnétiques

M. WADE - Observation des domaines dans les couches minces ferromagnétiques par microscopie électronique.

M. X Parois - dans les couches minces ferromagnétiques.

M. GROSVALET - Phénomènes de transport en surface dans les semiconducteurs.

M. CLARKE - Effets de proximité en champ nul entre couches minces supraconductrices et normales.

M. BURGER - Effets de champ sur les couches minces supraconductrices.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES FENÊTRES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Paris, 6-8 septembre 1967

Un colloque international sur les « fenêtres électromagnétiques » (radômes) organisé par la Délégation Ministérielle pour l'Armement, patronné par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens (S.F.E.R.) aura lieu entre le 6 et le 8 septembre 1967 à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique (E.N.S.A.).

A ce colloque, seront développés les thèmes suivants :

— Théorie des fenêtres électromagnétiques.

— Matériaux et technologie des radômes.

— Détermination et contrôle des performances mécaniques, thermiques et radioélectriques.

Les conférences seront faites en Français ou en Anglais.

Les chercheurs et spécialistes intéressés de participer ou de présenter un exposé, sont invités à prendre contact avec : M. THOUREL, Professeur à l'E.N.S.A., 32, boulevard Victor, 75-Paris-XV^{e}.

Un résumé succinct des exposés devrait parvenir, en principe, avant le 31 mai 1967.

SYMPOSIUM D'ANALYSE ET DE SYNTHÈSE DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

Bucarest, 2-7 octobre 1967

Entre le 2 et le 7 octobre 1967 aura lieu à Bucarest un symposium avec participation internationale, concernant « L'Analyse et la synthèse des réseaux électriques » dans le domaine du transport de l'énergie et des électrocommunications.

Le symposium s'occupera des derniers développements théoriques et des applications concernant l'analyse et la synthèse de ces réseaux. On présentera une série de rapports, suivis d'informations et de discussions ; les thèmes en seront les suivants :

A. Réseaux de transport de l'énergie :

— Analyse des régimes permanents, normaux et d'avaries des réseaux de transport ; modèles mathématiques, schémas équivalents et modèles analogiques employés dans l'analyse des régimes des réseaux de transport. Optimisation de l'exploitation et de la planification des réseaux de transport.

— Analyse des réseaux de transport et de leurs éléments composants en régime dynamique. Théorie générale des régimes transitoires des circuits électriques courts ou longs et applications de cette théorie dans l'analyse des régimes transitoires électromagnétiques des éléments des réseaux électriques.

B. Systèmes de communications et d'automation :

— Synthèse des réseaux dans les domaines de la fréquence et du temps ; synthèse des réseaux actifs et des systèmes à réaction.

— Stabilité dans les systèmes non linéaires ; réponse des réseaux et des systèmes aux signaux modulés.

— Analyse et synthèse des systèmes d'automation.

Le comité d'organisation du Symposium serait heureux d'avoir de nombreux participants des Pays de l'Ouest et s'ils pouvaient présenter un rapport.

Dans l'affirmative, le faire savoir au plus tôt et envoyer un résumé d'un tiers de page de votre rapport au Président du Comité d'organisation Prof. R. RADULET, Membre de l'Académie de la République Socialiste de Roumanie; Bucarest, République Socialiste de Roumanie.

Enfin le comité a l'intention d'organiser une excursion de deux jours dans le Delta du Danube.

CONGRÈS DE LA S.F.E.

Aix-en-Provence 27 septembre au 1er octobre 1967

Sous le titre - programme : L'AUTOMATISME ET LA QUALITÉ DU SERVICE DANS L'ALIMENTATION EN ÉNERGIE ÉLECTRIQUE A HAUTE TENSION, la Société Française des Électriciens organise à la Faculté des Lettres d'Aix-en-Provence son congrès annuel du 17 septembre au 1er octobre 1967.

Les conférences porteront sur les thèmes suivants :

— LE RÉSEAU D'ALIMENTATION GÉNÉRALE.

— LES UTILISATEURS D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE A HAUTE TENSION. (Les Raffineries, l'Électrochimie, les Houillères, les Centres régionaux d'EDF).

— EXEMPLES D'AUTOMATISME ET DE TÉLÉCOMMANDE DANS LE SUD-EST.

Après congrès, le 30 septembre, des visites techniques sont envisagées et notamment :

— le Centre de Cadarache du CEA (piles Rhapsodie, Pégase, ...).

— le nouveau groupe 250 MW de Gardanne des Houillères du Bassin de Provence,

— les installations de l'EDF sur la Basse-Durance (Mallemort, Salon, Saint-Chamas, ...),

— les installations d'Esso-Standard à Fos-sur-Mer,

— le pipe-line Sud-Européen,

— Naphtachimie à Martigues.

Pour les inscriptions, s'adresser à la SFE 10, av. Pierre Larousse, 92-Malakoff ; les membres de la SFER bénéficieront des mêmes conditions que ceux de la SFE, c'est-à-dire, qu'ils ne paieront que 180 F au lieu de 250.

1967 INTERNATIONAL ELECTRON DEVICES MEETING

Washington 18-20 octobre 1967

La réunion technique annuelle du Groupe des Composants électroniques de l'IEEE aura lieu au Sheraton Park Hôtel de Washington du 18 au 20 octobre 1967.

Cette réunion se rapporte à tout ce qui concerne la recherche, le développement, le calcul et la fabrication :

— de l'électronique intégrée

— des composants à l'état solide

— des tubes électroniques

— des composants pour mémoire et traitement de l'information

— des lasers et composants correspondants

— des composants pour la conversion de l'énergie.

Les personnes désireuses de participer à cette réunion et d'y faire une communication devront envoyer : avant le 1er août 1967 en original et 10 copies un projet de 200 mots environ avec figures correspondant à une vingtaine de minutes de conférence. Le document devra préciser le nom de (ou des) auteur(s), la société à laquelle il appartient et la ville.

Les projets arrivant au delà de cette date pourront être reçus jusqu'au 15 septembre, mais ils seront limités à dix minutes de conférence.

Les membres de l'IEEE pourront se procurer les actes de la réunion technique au prix de $ 2,5o, les non-membres au prix de $ 3,50, en souscrivant avant le début de la conférence à l'Order Department, IEEE Headquarters, 345 East 47th Street, New York, NY 10017. Passé ce délai, on devra payer 1 $ de plus.

Les projets de communication sont à envoyer à :

Burton J. McMurtry, Technical Program Chairman, 1967 Electron Devices Meeting, Sylvania Electronic Systems P.O. Box 205 Mountain View, California 94040

RÉALISATIONS TECHNIQUES

DES MATÉRIELS DE STUDIO FRANÇAIS POUR LA TÉLÉVISION EN COULEURS PRÉSENTÉS POUR LA PREMIÈRE FOIS DANS DES CONDITIONS RÉELLES D'EXPLOITATION

Le Marché International des Programmes de Télévision (MIP-TV) qui s'est tenu à Cannes du 7 au 13 avril, a permis à la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT de mettre en œuvre, pour la première fois en public, l'ensemble de ses équipements de studio dans des conditions d'exploitation réelles. Elle a bénéficié pour cela du concours de l'ORTF qui patronnait cette manifestation.

Les matériels qui ont été utilisés au MIP-TV pour la présentation des films au moyen d'un circuit de télévision en couleur étaient identiques à ceux actuellement en cours d'installation dans les divers centres de l'ORTF. Ils comprenaient en effet des sources d'images de tous types : caméras couleur pour utilisation en studio ou à bord de cars de reportage, télécinémas 16 mm et 35 mm et, enfin, un analyseur d'images fixes pour la présentation de diapositives et le titrage.

Des prises de vues en extérieur comme en intérieur ont été effectuées avec la caméra couleur THOMSON THT 2001 à quatre tubes, certaines dans des conditions d'éclairement particulièrement défavorables. Elles ont permis, dans tout les cas, de vérifier la très grande sensibilité de cette caméra, de même que l'excellent rendu des couleurs.

Ces qualités résultent des caractéristiques techniques de ses systèmes optiques et électroniques. De plus, l'emploi d'un câble dont la longueur peut atteindre 600 mètres permet, dans le cas d'un reportage, de déplacer la caméra dans un large périmètre.

Il est prévu que des caméras de ce type seront utilisées lors de la retransmission des prochains Jeux Olympiques d'Hiver à Grenoble.

Près de la moitié des productions présentées au MIP-TV était des films couleur. Pour ces présentations, deux télécinémas THOMSON avaient été mis en œuvre. Le premier, des films 35 mm, était installé dans le Palais des Festivals, de même qu'un analyseur d'images fixes. Les images du second, destiné aux films 16 mm, relayées depuis Paris.

Pour chacun de ces matériels, la durée d'utilisation journalière était comprise entre huit et dix heures, ce qui correspondait à des conditions d'exploitation particulièrement sévères.

La fidélité des images couleur obtenues a frappé, non seulement les réalisateurs, mais encore les nombreux techniciens français et étrangers.

Ces matériels ont déjà fait l'objet de nombreuses commandes de la part d'organismes français et étrangers : une vingtaine de télécinémas sont à l'heure actuelle en cours d'installation pour le compte de l'ORTF et de radiodiffusions étrangères ; par ailleurs, plus de quarante analyseurs d'images fixes couleur THOMSON sont ou seront prochainement en exploitation, aussi bien en France qu'au Canada, au Mexique, en Belgique, en Suisse et en URSS.

SECAM : TRANSMISSION SUR PARIS-CASABLANCA

Des émissions de télévision en couleurs SECAM à longue distance viennent d'être réalisées les 27, 28 et 29 avril 1967 entre Paris et Casablanca à l'occasion de la Foire Internationale qui s'est tenu dans cette dernière ville.

Les images émises dans les studios couleur de l'ORTF à Issy-les-Moulineaux empruntaient successivement les faisceaux hertziens français, espagnols et marocains par Bourges, Limoges, Pergignan, Barcelone, Madrid, Guadalcanal, Grenade jusqu'au terminal de Casablanca. Ce trajet comporte 40 stations relais sur environ 2 700 Km, dont un « bond » marin de 250 Km entre Grenade et le Cap Spartel.

Les personnalités et le public marocains ont ainsi reçu pendant trois jours consécutifs des programmes couleurs SECAM de plus d'une heure dont les images ont frappé par leur très haute qualité, notamment les techniciens de la Radio Télévision Marocaine.

Ces résultats ont été obtenus facilement et avec une parfaite sécurité, sans préparatifs ni réglages particuliers, dans les conditions habituelles d'exécution des liaisons TV internationales.

TÉLÉVISION : SIGNATURE D'UN IMPORTANT CONTRAT ENTRE LA FRANCE ET LA TURQUIE

Un important contrat vient d'être signé à ISTANBUL entre la société turque BEKO et la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT. Aux termes de cet accord, la Société BEKO, qui appartient au Groupe KOÇ, le plus important groupe industriel turc, construira sous licence des récepteurs de télévision noir et blanc qui seront vendus sous la marque THOMSON. Elle fabriquera également sous licence des sous-ensembles et des composants destinés à ces appareils.

Une assistance technique très complète est prévue : THOMSON-BRANDT mettra des ingénieurs et techniciens à la disposition de la Société BEKO pour le démarrage de sa nouvelle usine actuellement en cours de construction dans la banlieue d'Istanbul. De même, des techniciens turcs effectueront en France des stages qui leur permettront de se familiariser avec les procédés de fabrication qu'ils seront ensuite appelés à mettre en œuvre dans leur pays.

En 1962, la Société BEKO avait conclu un accord analogue avec THOMSON pour la fabrication sous licence de récepteurs de radiodiffusion.

Rappelons que des téléviseurs THOMSON-BRANDT sont actuellement construits sous licence, en Espagne, en Algérie, au Maroc et en Grèce. Les pourparlers en cours permettent d'espérer que des contrats semblables seront prochainement signés avec plusieurs autres pays.

TÉLÉVISION EN COULEURS : SIGNATURE D'IMPORTANTS CONRATS FRANCO-SOVIÉTIQUES

Deux importants contrats viennent d'être signés à PARIS entre la Centrale d'importation d'équipements électroniques soviétique MASHPRIBORINTORG, la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT et la Compagnie Française de Télévision.

Ces contrats portent sur la fourniture à l'Union Soviétique d'équipements de télévision en couleurs.

Il s'agit en particulier, du côté THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT, d'analyseurs d'images fixes, dont une quarantaine d'exemplaires sont déjà ou seront prochainement en exploitation, aussi bien en France qu'au Canada, au Mexique, en Belgique et en Suisse.

Du côté Compagnie Française de Télévision, le contrat porte sur la fourniture par la France à l'URSS de 300 récepteurs SECAM de télévision en couleurs. Ces récepteurs sont destinés à des besoins soviétiques prioritaires. Ce premier contrat — qui comprend en outre la fourniture d'un lot important d'appareillages de mesure, de contrôle et de maintenance — s'inscrit dans le cadre de la coopération industrielle prévue entre les deux pays pour le développement en commun du système SECAM de télévision en couleurs.

TÉLÉVISION EN COULEURS FRANÇAISE A L'UNIVERSITÉ DE MAYENCE

La Faculté de Médecine de l'Université de Mayence va être équipée d'une installation de télévision en couleur en circuit fermé.

Destinée à l'enseignement de la chirurgie, cette installation a été conçue et sera réalisée par THOMSON-TÉLÉ-INDUSTRIE, firme française spécialisée dans la fabrication et la mise en œuvre d'équipements de télévision en circuit fermé en noir et blanc et couleur.

Deux salles d'opérations seront équipées : l'une sera dotée d'une caméra fixe montée sur scialythique, et d'autre d'une caméra mobile. La réception des images sera assurée par des groupes de deux récepteurs placés dans chacune des salles de survision.

Le procédé séquentiel de trame, particulièrement adapté à la projection en couleurs sur grand écran, a été adopté pour cette installation.

UN SECOND SATELLITE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DOTÉ D'ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES FRANÇAIS

CANARI BIRD, nouveau satellite du système de télécommunications INTELSAT 2, lancé depuis la base du CAP KENNEDY pour le compte de la COMMUNICATION SATELLITE CORPORATION (COMSAT), a été mis sur orbite récemment ; ce satellite est stationnaire par rapport à la terre, au-dessus de l'Océan Atlantique.

Il permettra désormais de doubler le nombre des liaisons qu'il est déjà possible d'établir entre l'Europe et le continent américain au moyen du satellite EARLY BIRD. Les premières liaisons réalisées entre le continent américain et les Canaries ont permis de vérifier le bon fonctionnement de CANARI BIRD.

Comme LANI BIRD, satellite stationnaire opérationnel du système INTELSAT 2 lancé au début de l'année, il est destiné à l'acheminement des communications téléphoniques, à la transmission des données et aux échanges de programmes télévisés. De plus, les satellites du réseau INTELSAT 2 assureront les liaisons nécessaires à la réalisation du programme APOLLO de la NASA pour l'exploration de la lune.

CANARI BIRD a été construit par la firme américaine HUGHES AIRCRAFT C°, qui a confié à la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT le soin de réaliser une partie des équipements électroniques placés à bord et dans les stations de télémesure et de télécommande au sol.

La capacité de transmission de ce satellite est double de celle de son prédécesseur EARLY BIRD.

Les matériels de bord réalisés par THOMSON-BRANDT pour ces deux satellites sont des émetteurs VHF. Ils sont utilisés pour transmettre les informations de télémesure. Ils servent également de balises, en liaison avec les stations de poursuite au sol, pour assurer leur localisation.

CARNETS DES SOCIÉTÉS

A PROPOS DE LA PARTICIPATION DE LA FRANCE AU PROJET NADGE

On sait qu'une société internationale vient d'être créée pour la réalisation de l'infrastructure de défense aérienne de l'Europe occidentale, connue sous le nom de NADGE (NATO AIR DEFENSE GROUND ENVIRONMENT).

Il s'agit de NADGECO Ltd dont le siège est à Feltham, près de Londres. Elle réunit les six compagnies qui s'étaient groupées au sein d'un consortium international pour répondre à l'appel d'offres de l'OTAN, et dont le projet commun avait été accepté en juin 1966.

L'industrie française est représentée au sein de NADGECO par la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT, qui a été chargée de la fourniture de radars tridimensionnels de grande puissance, destinés à assurer l'essentiel de la couverture aérienne du système. Ces radars seront implantés dans neuf des pays européens membres de l'OTAN. Ils sont le résultat d'études menées depuis plusieurs années par la Compagnie Française THOMSON-BRANDT en collaboration avec l'Armée de l'Air française et la Délégation Ministérielle pour l'Armement. La France et la Suède utilisent déjà des radars de ce genre.

Une clause du contrat, qui porte sur un total de 1,4 milliard de francs, a posé à l'industrie française un problème difficile : celle qui prévoit que le montant des commandes passées à chaque pays participant doit être équivalent à sa contribution aux dépenses générales d'infrastructure. En effet, la valeur des équipements proposés par l'industrie française à l'organisation internationale dépassait le montant de la contribution de notre pays à ces dépenses. Pour surmonter cette difficulté, THOMSON-BRANDT a dû sous-traiter la fabrication de certains matériels à des firmes allemandes et américaines.

Rappelons qu'en 1965, la Compagnie Française THOMSON HOUSTON avait reçu une commande « off-shore » pour la fabrication de 350 radars COTAL. Plus récemment, dans le cadre du programme HAWK, elle s'était vue désigner comme premier contractant national pour la France et avait, en outre, été choisie comme conseiller technique de l'ensemble du programme européen. Enfin, THOMSON-BRANDT vient de fournir à la Marine Turque, au titre de l'OTAN, un certain nombre de radars LYNX destinés à la détection et à l'enregistrement des largages de mines marines par avions.

S.E.A. A RÉALISÉ UN CHIFFRE D'AFFAIRES RECORD A L'EXPORTATION EN 1966

Ces mois derniers, divers communiqués publiés dans nos colonnes ont fait état des nouvelles orientations de la Société d'Electronique et d'Automatisme, SEA et notamment de ce qu'elle avait fait apport d'une partie de ses activités à la Compagnie Internationale pour l'Informatique, créée dans le cadre du Plan Calcul.

La partie de SEA non concernée par la création de CII s'était en fait séparée, bien avant cette échéance, du reste de l'entreprise mère. En effet, dès novembre 1965, avait été créée une annexe dite SEA-DCMS de Puteaux, chargée de la diffusion des « Matériels Standards de SEA ».

Il est intéressant de constater que cette branche de la SEA a réalisé, courant 1966, un chiffre d'affaires à l'exportation voisin de 50 %. SEA nous donne une idée de la répartition de ces exportations :

— Télécommunications : Généphone, Télévigile SEA - CERCHAR, Controbelt, Tire-Stop. L'exportation a représenté 38 % du chiffre d'affaires.

— Moteurs Imprimés : SERVALCO et connexes. L'exportation a représenté 69 % du chiffre d'affaires.

— Scies Multifils pour l'usinage des monocristaux. L'exportation a représenté 61 % du chiffre d'affaires.

— Lecteurs de Ruban perforé et autres. L'exportation a représenté plus de 90 % du chiffre d'affaires.

SEA précise que, dans ces statistiques, ne sont pas incluses les royalties que perçoit la SEA au titre des accords de licences qu'elle a cédées à des firmes des USA, de GRANDE-BRETAGNE, du JAPON etc. Ceci démontre que les produits et techniques françaises sont toujours appréciés à l'Etranger.

DESSALEMENT DE L'EAU DE MER : CRÉATION D'OSMOTEC

Parmi les différents procédés de dessalement mis au point ces dernières années, celui de l'osmose inverse, particulièrement prometteur, peut apporter une solution économique dans un très grand nombre de cas.

Ce procédé utilise des membranes sélectives qui ont la propriété de laisser passer l'eau tout en retenant les sels dissous ainsi que les micro-organismes qu'elle contient. On obtient donc de l'eau pure par une simple filtration sous pression, sans faire intervenir de changement d'état et sans adjonction de produits chimiques.

Inversement, ce principe permet de concentrer des solutions en éliminant l'eau qu'elles contiennent, par exemple les jus de fruits, le lait, le café, le vin.

Devant le nombre et l'importance des applications de l'osmose inverse et afin d'en accélérer leurs développements indsutriels, trois Sociétés Françaises : Société DEGREMONT, SOCIÉTÉ DE FABRICATION D'ÉLEMENTS CATALYTIQUES (SFEC) et SOCIÉTÉ DE RECHERCHES TECHNIQUES ET INDUSTRIELLES (SRTI) ont décidé de mettre en commun leur expérience respective dans les domaines du traitement des eaux, de la fabrication des membranes et de leur mise en œuvre.

Le Groupement, qui a pris le nom d'OSMOTEC, a mis en place d'importants moyens de recherche et dispose d'une capacité de production et d'une implantation commerciale à la mesure des besoins du marché international.

CRÉATION A BRUXELLES DE COMPUTER SCIENCES INTERNATIONAL S.A.,

La Société COMPUTER SCIENCES INTERNATIONAL SA, a été constituée le 29 mars à Bruxelles, pour répondre aux besoins toujours grandissants d'un des principaux secteurs de l'industrie des calculateurs électroniques, celui qui comprend, entre autres, la consultation, la programmation, l'analyse et la solution de problèmes nés de l'emploi même des calculateurs.

La nouvelle société est formée en commun par Philips Gloeilampenfabrieken, N.V., de Eindhoven (Hollande) et par la Computer Sciences Corporation de Los Angeles (Californie), la plus importante société des Etats-Unis pour l'organisation du travail des calculateurs électroniques. Computer Sciences International a été formée pour répondre en Europe à la nécessité de plus en plus pressante de programmer, de façon rentable, les travaux des calculateurs électroniques. La nouvelle société est en mesure de travailler effectivement dès maintenant ; ses bureaux sont situés 5, place du Champs-de-Mars, à Bruxelles.

M. Speckhard, son Président, a fait remarquer qu'en Angleterre, en France ou en Allemagne, les sommes dépensées pour organiser le travail des calculateurs sont aussi élevées ou même plus que celles dépensées pour l'achat du calculateur lui-même ; « De plus, faire effectuer au calculateur la tâche qui lui a été confiée, devient de plus en plus difficile, du fait que les calculateurs sont de plus en plus puissants et complexes et qu'ils doivent effectuer des travaux plus variés ». C'est la raison pour laquelle les sociétés qui utilisent les calculateurs, qu'elles soient commerciales ou industrielles, scientifiques ou militaires, sollicitent de plus en plus les services de sociétés spécialisées telles que « Computer Sciences International ».

Correspondance

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ET SPÉCIFICATION CCTU

par le Colonel LEHOUX, adjoint au Président de la Commission des Spécifications.

Nous présentons ici les principes fondamentaux et les directives d'action qui régissent les spécifications CCTU de composants électroniques. Les procédures n'y sont pas étudiées. Elles font l'objet de fascicules spéciaux édités par le CCT (1).

1. Définition du composant électronique

Un composant électronique répond, par définition, aux deux critères suivants :

1° Il est irréparable et indivisible.

2° On le rencontre dans toutes sortes de matériels de transmissions ou de traitement de l'information qui peuvent n'avoir aucun rapport entre eux.

On peut objecter que des éléments, tels certains transformateurs, peuvent être réparés, mais dans pratiquement tous les cas, le prix de la réparation sera très supérieur au prix d'achat d'un nouveau composant.

Certaines microstructures ou même certaines pièces spécialisées sont fabriquées dans le but d'équiper une série unique de matériel. Elles ne peuvent être assimilées aux Composants électroniques au sens où nous l'entendons et ne peuvent répondre qu'à un cahier des charges à discuter directement entre le fournisseur et le client.

2. Définition de la qualité d'un composant

La qualité d'un composant présente deux aspects essentiels :

1° Ses performances sur le plan purement électrique.

2° Sa fiabilité dans les conditions d'environnement données, c'est-à-dire sa probabilité de bon fonctionnement pendant un temps donné.

Si on utilise un composant nouveau, on connaît ses performances, mais on ignore sa tenue en exploitation. Si, par contre, on attend pour l'utiliser, de connaître cette dernière, il faudra un ou deux ans ; dans ce cas, on ne pourra jamais utiliser le composant le plus performant disponible sur le marché, puisque entre temps, la technique ayant évolué, de nouveaux composants encore plus performants auront fait leur apparition. L'utilisateur sera donc en face de l'alternative suivante :

1° ou utiliser un composant performant mais inconnu quant à sa fiabilité ;

2° ou utiliser un composant connu de ce point de vue et négliger le composant le plus performant. *Ces propositions s'excluent formellement l'une et l'autre.*

En matière de transport et de traitement de l'information, la qualité fondamentale est la fiabilité : il importe relativement peu, par exemple, qu'un émetteur porte à 100 km de plus qu'un autre ou qu'un récepteur ait une sensibilité un peu moins bonne

(1) Documentation méthodique.
Fascicule VI - Composants électroniques.
Fascicule VII - Réglementation relative à l'homologation et aux contrôles de réception des composants électroniques.
Secrétariat Permanent du Comité des Composants Electroniques - 20, avenue de Ségur - PARIS-VII.

que son voisin, à partir du moment où on le sait. Par contre, il est catastrophique sur le plan de l'exploitation que des matériels de transport ou de traitement de l'information cessent de fonctionner et bloquent l'ensemble du service.

Dans d'autres disciplines par contre, par exemple en détection, on pourra accepter de lourdes servitudes d'entretien et d'organisation du fait de la défaillance probable du matériel parce que l'utilisation de ce matériel apportera *une supériotiré énorme* (1).

3. Principes de bases des spécifications CCTU

Les quatre principes de base des spécifications CCTU sont les suivants :

1° Un matériel électronique est, avant tout, un assemblage de composants électroniques.

2° La qualité d'un matériel est égale à celle du plus mauvais de ses composants. En effet, qu'un arrêt de fonctionnement soit dû à la défaillance d'un élément actif comme un transistor ou soit le fait d'un élément passif habituellement négligé comme un fusible ou un microrupteur, les conséquences de la défaillance sont du même ordre.

3° La qualité d'un composant doit être recherchée dans les fabrications industrielles continues et soumises à une gestion statistique de la qualité (contrôle des matières premières, surveillance de l'usure des machines, etc.). Des fabrications artisanales qui font intervenir nécessairement et à chaque instant l'élément subjectif qu'est l'opérateur ne peuvent donner de garantie réelle en exploitation.

4° Une fabrication de série n'est légitime que si elle correspond à un marché capable de l'absorber.

D'où l'idée de grouper les utilisateurs afin de définir des besoins communs capables justement de promouvoir des fabrications industrielles. Là apparaît tout de suite une première difficulté : le particularisme de l'utilisateur, qui n'est d'ailleurs pas un défaut spécifiquement français. Il faut donc arriver à le convaincre qu'il a intérêt à utiliser des produits industriels sous garantie, et l'amener à abandonner certaines exigences individualisées qui ne sont d'ailleurs que bien rarement justifiées techniquement.

4. Qualités fondamentales d'une spécification

1. Avant tout, elle doit apporter de *solides garanties* qui ne souffrent *aucune dérogation*. Il est nécessaire d'insister sur ce point et d'en tirer une conclusion qui paraît paradoxale : si un composant reconnu bon empiriquement ne satisfait pas aux clauses de la spécification, c'est la spécification qui sera amendée afin que, dans tous les cas, le composant qu'elle décrit soit exactement celui qui existe *ni plus, ni moins*.

2. Elle doit *canaliser* ce qui est canalisable afin d'orienter les bureaux d'études mais elle ne doit pas *ligoter*, pour ne pas freiner le progrès technique. Elle recommande, par exemple, l'emploi de certaines valeurs nominales préférentielles.

3. La spécification doit être un document *vivant* qui absorbe immédiatement les progrès de la technique. Elle doit être régulièrement mise à jour par des refontes, des modifications ou des additifs.

5. Structure des spécifications CCTU

D'abord pourquoi CCTU ? Cette abréviation signifie Comité de Coordination des Télécommunications *Unifiées* et correspond à l'idée précédemment exprimée de regroupement des utilisateurs (militaires et civils). Une spécification CCTU comprend deux fascicules et comporte essentiellement :

1. La description des essais électriques, mécaniques et climatiques (fasc. 1).

2. Les conditions d'homologation et de réception (fasc. 1).

3. Des feuilles particulières (fasc. 2).

5.1. Essais électriques, mécaniques et climatiques

Les essais proposés doivent répondre aux besoins communs des utilisateurs militaires ou civils. En principe, ils doivent répondre aux conditions suivantes :

1. être caractéristiques de la propriété annoncée ;
2. être reproductibles ;
3. être peu onéreux ;
4. durer peu de temps ;
5. être à la portée de n'importe quel opérateur de qualité moyenne.

Ces conditions peuvent être parfois très difficiles ou mêmes contradictoires et il est souvent nécessaire d'aboutir à des compromis.

On s'attache aussi à réduire le nombre d'essais au strict nécessaire afin de ne pas alourdir, économiquement parlant, la spécification sans réelle utilité. Il est arrivé — et il arrive encore — que certaines fabrications industrielles répondent à de multiples cahiers des charges émanant de différents utilisateurs. Une bonne spécification doit naturellement faire la synthèse des besoins communs normaux et les traduire sous forme d'essais bien adaptés mais elle ne peut s'élargir à des utilisations par trop spéciales ou par trop provisoires.

5.2. Homologation et réception

L'homologation est une opération par laquelle le composant présenté est déclaré conforme aux clauses fixées par la spécification. C'est l'opération capitale du processus qui aboutit à la certitude de la qualité. L'opération est renouvelée tous les ans ou tous les six mois afin de lui donner le caractère de pérennité que doit exiger l'utilisateur.

Les essais d'homologation sont répartis en groupes qui correspondent en principe aux trois groupements suivants :

Groupe A : essais habituels et rapides ;

Groupe B : essais spéciaux assez onéreux ou longs (ex. : coefficient de température) ;

Groupe C : essais destructifs.

Dans le cas où les fabrications sont à caractères industriel et continu, l'homologation peut être complétée par une opération qui affirme et démontre à un moment quelconque le niveau de qualité fixé par la spécification. Il est convenu d'appeler cette opération *Recette en Contrôle Centralisé de Qualité*, car il s'agit avant tout d'une recette. Elle consiste essentiellement à effectuer les recettes non pas sur lots de livraison, opération normalement aléatoirement échelonnée dans le temps, mais sur *lots de fabrication* au sortir même de la chaîne de fabrication. Cette opération entraîne quelques servitudes pour le fabricant mais, au total, elle est rentable sur le plan économique et apporte une garantie de qualité absolument indiscutable.

Pratiquement, les essais A et B sont pratiqués chez le fabricant sous contrôle de l'administration. Les essais C sont pratiqués avec une cadence déterminées (2 ou 3 mois) dans un laboratoire habilité à la fois par les utilisateurs et les fabricants (LCIE).

Les règles d'inter-relation entre prélèvements, acceptation ou rejet suivant le niveau de qualité fixé, sont définies dans la spécification générale 01-02 A Contrôle par attributs.

Dans le cas où le contrôle centralisé ne peut être établi, les conditions de recettes sont également données par la spécification particulière du composant.

5.3. Feuille particulière

La feuille particulière fixe, pour chaque composant retenu, les dimensions, la facture, la catégorie climatique, la classe électrique et toute autre caractéristique nécessaire pour l'homologation et la réception. On ne s'interdit pas naturellement en spécification, bien au contraire, de pratiquer une normalisation proprement dite qui consiste principalement à retenir certaine valeurs nominales plutôt que d'autres. Mais cette opération n'est pas toujours possible. En spécifiant, on se contente de donner les caractéristiques des composants retenus comme valables sur le plan professionnel et *demandés par un utilisateur*, ainsi que les essais qu'ils doivent subir.

La présentation des composants en feuille particulière est une formule souple qui permet de soustraire ou d'ajouter à tout instant dans le domaine de la spécification, et cela sans difficultés, tout composant périmé ou nouveau.

5.4. Spécification à fiabilité contrôlée

La spécification ordinaire prévoit un essai de durée ou de vieillissement qui fixe le temps de l'essai, les conditions artificielles de vieillissement et les sanctions (c'est-à-dire les limites que les caractéristiques ne doivent pas dépasser pour que les composants restent dans les limites acceptables de performances).

(1) Par exemple, sur le plan militaire, radar anglais en 39-40.

Mais un tel essai donne une idée plus qualitative que quantitative de la fiabilité en raison des effectifs faibles mis en jeu et de la durée relativement faible des essais. Au contraire, une spécification à fiabilité contrôlée donne une idée *précise* sur le plan quantitatif de la fiabilité d'un composant soumis à des conditions d'environnement déterminées. Etant donné les prix très élevés des essais de fiabilité, on ne peut intégrer ex abrupto dans une spécification, des essais de fiabilité dont on ne sait a priori qui en supportera la charge économique, c'est pourquoi, à côtés des spécifications habituelles et normales, il est prévu d'éditer parallèlement des spécifications dites à fiabilité contrôlée. Dans le cadre de ces spécifications, c'est en principe pour le moment le client qui supportera les frais des essais de fiabilité.

6. Conclusion

Depuis à peu près dix ans que les spécifications CCTU nouvelle formule ont fait leur apparition, il est indéniable que des progrès importants ont été enregistrés. Ces améliorations démontrent le bien fondé des principes utilisés.

La fiabilité observée sur les matériels en exploitation employant, suivant les règles de l'art, des composants homologués CCTU montrent qu'elles constituent une garantie très valable de qualité.

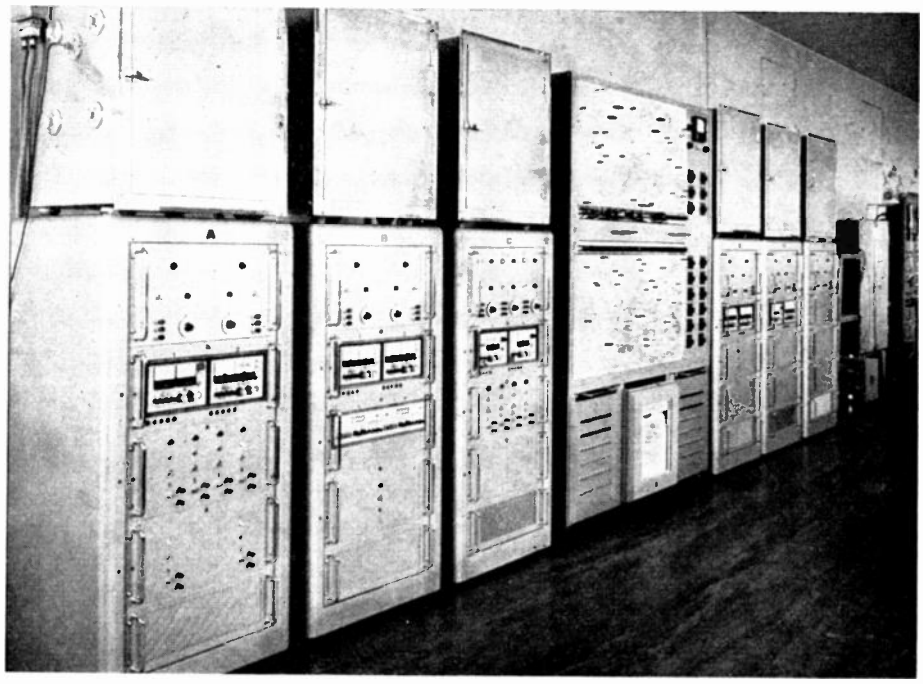
Il reste à spécifier un certain nombre de composants qui n'ont pas encore été étudiés sur le plan CCTU et il faut continuer à mettre régulièrement à jour les spécifications existantes.

PARTICIPATION DU LABORATOIRE CENTRAL DES INDUSTRIES ÉLECTRIQUES (L.C.I.E.) AU X^{e} SALON DES COMPOSANTS

Un banc de mesure de la puissance rayonnée dans la gamme de 30 à 1 000 MHz était présenté en fonctionnement, au Salon des Composants Electronipues par le L.C.I.E.

Nul n'ignore les inconvénients pratiques de la mesure de champ pour évaluer les rayonnements radioélectriques des appareils électriques perturbateurs. Le L.C.I.E. a étudié une méthode utilisable en laboratoire, dite « méthode du courant de masse » permettant d'expérimenter méthodiquement les causes des rayonnements d'une machine isolée et capable de guider efficacement la mise au point des organes de déparasitage.

En exposant quelques modèles de composants soumis au Contrôle Centralisé de Qualité, le L.C.I.E. rappelait qu'au cours de l'année passée, 46 millions de composants avaient été présentés à ce Contrôle. L'augmentation de 70 % de ce chiffre par rapport à celui de l'année 1965 suffirait à expliquer, s'il en était besoin, la réussite de cette procédure dont le succès n'a fait que s'affirmer depuis sa création.



L.C.I.E. - Equipement de vieillissement accéléré.

Le L.C.I.E. présentait en outre au moyen d'agrandissements photographiques de grand format quelques-uns de ses nouveaux équipements parmi lesquels nous avons remarqué un équipement de vieillissement accéléré, aux nombreuses possibilités d'essais :

100 Alimentations différentes (0-1 000 V, 5 A).

18 Enceintes climatiques 40 à 155 °C.

12 Postes d'essais indépendants par enceinte.

MISE A L'ENQUÊTE PUBLIQUE DE DEUX TERMES DE L'INFORMATIQUE

Le Comité d'étude des termes techniques français met à l'enquête une fiche relative aux deux termes de l'informatique, hardware et software.

Définition :

Hardware : équipement matériel et ensemble des appareils formant une calculatrice électronique.

Software : en opposition avec le terme précédent désigne tout ce qui vient s'ajouter aux calculatrices électroniques pour permettre, faciliter, assouplir et accélérer le traitement de l'information. Cet ensemble comprend notamment, les systèmes de programmation.

La paire « hardware - software » relève d'un double jeu de mots en anglais. L'acception banale de hardware est quincaillerie et c'est par plaisanterie que ce mot est appliqué à la partie matérielle d'une calculatrice. Le mot software fait contraste avec hardware (hard = dur ; soft = mou) pour désigner ce qui, en dehors du matériel, est indispensable au fonctionnement de la calculatrice.

Traductions proposées :

1° - hardware = *Matériel*

2° - Software = *Programmairee* ou *périgramme*

Programmaire est formé à partir de programme et de grammaire, périgramme à partir du préfixe péri et du mot programme.

— Le Comité serait heureux si les lecteurs de l'Onde Electrique voulaient lui faire connaître, avec arguments à l'appui, lequel de ces deux mots doit être définitivement retenu.

COMITÉ D'ÉTUDE DES TERMES TECHNIQUES FRANÇAIS, 23, rue Philibert-Delorme - Paris (17^{e}), Tél. : CAR. 33-19.

LIBRARY BOULDER LABORATORIES
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
AUG 16 1967

47e ANNÉE - No 484-485
JUILLET-AOUT 1967
PRIX : 6 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Codeurs de télémesure PCM pour engins ou satellites SAT
Société Anonyme de Télécommunications

■

Couches minces ferromagnétiques, A. J. BERTEAUD. — Conversion analogique numérique, A. BOYER, G. HANUS, Y. MARTINEZ. — Automatisation et micromodules, Y. POUPON, J. F. MEGROT.

Principe et fonctionnement des dispositifs MOS, J. GROSVALET. — Circuits intégrés à transistors MOS, J. BOREL, J. LACOUR, M. VERDONNE. — Radiation et dispositifs MOS, Ph. GLOTIN. — Éléments à effet de champ à grille isolée, A. SEV. — Utilisation des transistors MOS, J.-P. DEHMICHEN. — Capteur de pression et statistor, G. FAURE.

Propriétés optiques non-linéaires du tellure, NGUYEN VAN TRAN. — Absorption à deux photons, J. JERPHAGNON. — Absorption à plusieurs photons, J. HANUS. — Absorption saturable, F. GIRES.

pour la mesure rapide et précise de l'adaptation d'une impédance à un circuit

inutile d'utiliser

1 ALIMENTATION · 1 OSCILLATEUR HF-UHF
+ 1 TRONÇON DE LIGNE + 1 COUPLEUR DÉTECTEUR
— 1 INDICATEUR DE T.O.S.

LES T.O.S.-MÈTRES FERISOL

TYPE **TO 202** (de **65** à **500** MHz)
et TYPE **TO 401** (de **250** à **920** MHz)
résolvent le problème
INSTANTANÉMENT
car ils comportent tous ces éléments incorporés dans un
ENSEMBLE COMPACT ET PORTABLE A LECTURE DIRECTE

MESURE DU TAUX D'ONDES STATIONNAIRES EN 3 GAMMES :
1 à ∞
1 à 2,1
1 à 1,3 (gamme étalée)

Mesures sur les **feeders**, les **antennes**, les **charges adaptées**, les **fiches**, les **câbles coaxiaux**, les **prises de sorties de générateurs**, etc...

Les appareils sont équipés d'un coupleur directif orientable n'utilisant qu'un seul détecteur

AUTRES APPLICATIONS :
Les T.O.S. Mètres types TO 202 et TO 401 peuvent être également utilisés comme SOURCES VHF / UHF :
— Niveau de sortie ⩾ 20 mW
— Atténuateur de 0 à — 40 dB
Encombrement : 470 x 345 x 185 mm - Mise en rack 19" (4 unités) instantanée
Masse : 17 kg
Consommation : 25 VA

AGENCE PUBLI-DIFF-DOMENACH 3109

FERISOL
ETS GEFFROY ET CIE - INGENIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 7.160.000 F
18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél 923-08-00 -
Télex : 25 705
Adresse télégraphique
Ferritrappes - France
Délégation régionale
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél 42-11-88

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 54 F — Étranger 65 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

Codeur de télémesure PCM pour engins ou satellites

S.A.T.

Société Anonyme de Télécommunications

41, rue Cantagrel
Paris-13e

Tél. 707-37-29

47e année **Juillet-Août 1967** 6 F

N° **484-485**

SOMMAIRE

Les ondes de spin stationnaires dans les couches minces ferromagnétiques. A.J. BERTEAUD 913

Conversion analogique numérique. A. BOYER, G. HANUS, Y. MARTINEZ 920

Automatisation de la fabrication et du test des circuits micromodules à l'usine IBM France de Corbeil Essonnes. Y. POUPON, J.F. MÉGROT 929

Dispositifs métal-oxyde-semiconducteur et applications

Principes physiques de fonctionnement des dispositifs métal-oxyde-semiconducteur. J. GROSVALET 937

Circuits intégrés à transistors M.O.S. J. BOREL, J. LACOUR, M. VERDONE 944

Effets des radiations sur les dispositifs M.O.S. Ph. GLOTIN 950

Application des éléments à effet de champ à grille isolée. A. SEV 954

Utilisation des transistors M.O.S. J.P. OEHMICHEN 959

Capteur de pression subminiature à basse impédance par association avec un statistor. G. FAURE 963

Optique non linéaire

Propriétés optiques non linéaires du tellure. NGUYEN VAN TRAN 965

L'absorption à deux photons dans les semiconducteurs. J. JERPHAGNON 969

Absorption à plusieurs photons optiques dans les cristaux moléculaires. J. HANUS 972

L'absorption saturable. F. GIRES 976

Correspondance 979

Vie de la Société : Colloque International de l'Électronique et de l'Espace 984

Salon International de l'électroacoustique 1967 992

Informations : Documentation technique et communiqués 998

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. J. DUFFINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ONDES DE SPIN STATIONNAIRES ★ COUCHES MINCES ★ SPIN PINNING

LES ONDES DE SPIN STATIONNAIRES DANS LES COUCHES MINCES FERROMAGNÉTIQUES, par A.J. Berteaud. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 913 à 919).

L'auteur donne le résultat des études sur les ondes de spin stationnaires et les théories du spin pinning et de l'aimantation inhomogène. De nombreuses études, tant théoriques qu'expérimentales, restent à faire, cependant, pour interpréter les spectres d'ondes de spin dans les couches minces ferromagnétiques.

CONVERSION ANALOGIQUE NUMÉRIQUE ★ ORGANES DE CALCUL HYBRIDES

CONVERSION ANALOGIQUE NUMÉRIQUE, par A. Boyer, G. Hanus, Y. Martinez. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 920 à 928).

On décrit ici une conversion tension fréquence et une conversion tension durée. Ces montages peuvent être aisément transformés en convertisseurs analogiques numériques au sens ordinaire. On notera la simplicité de ces montages, leur bonne dynamique, leur précision et fidélité intrinsèques.

Des applications possibles à la conception d'organes de calcul hybride sont données.

ÉQUIPEMENTS AUTOMATIQUES ★ ÉQUIPEMENTS DE TEST ★ MICROMODULES ★ SÉRIGRAPHIE ★

AUTOMATISATION DE LA FABRICATION ET DU TEST DES CIRCUITS MICROMODULES, par Y. Poupon et J.F. Mfgrot. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 929 à 936).

La Compagnie IBM France présente les équipements automatiques utilisés pour la fabrication et le test des circuits micromodules en son usine de Corbeil-Essonnes.

Après un exposé succinct des caractéristiques de ces circuits et du procédé de fabrication, l'auteur précise les principes retenus pour la conception de ces équipements, et décrit quelques-unes de ces réalisations : dispositifs d'alimentation automatique, machine de sérigraphie rotative, machine de pose de semiconducteurs sur les micromodules, équipements de test de semiconducteurs, équipement de test de micromodules, équipement de test de cartes logiques connecté à un ordinateur IBM 1410.

DISPOSITIFS MOS

PRINCIPES PHYSIQUES DE FONCTIONNEMENT DES DISPOSITIFS MÉTAL-OXYDE-SEMICONDUCTEUR, par J. Grosvalet. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 937 à 943).

L'auteur examine rapidement quels sont les paramètres physiques qui gouvernent les caractéristiques électriques des dispositifs MOS et les relations quantitatives entre eux.

CIRCUITS INTÉGRÉS ★ MOS ★ CONCENTRATEUR BAS NIVEAU

CIRCUITS INTÉGRÉS A TRANSISTORS M.O.U.S, par J. Borel, J. Lacour, M. Verdone. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 944 à 949).

Après une introduction dont le but est de décrire, puis de mettre en valeur les grandes possibilités des circuits intégrés à transistor métal-oxyde-semiconducteur, plusieurs circuits réalisés au Laboratoire d'Electronique Intégrée du CEN/Grenoble sont présentés :

— un circuit d'étude de 8 transistors MOS, permettant, par thermocompression de fils d'or de 25 μ, de réaliser un grand nombre de fonctions classiques :

- *porte NOR à 3 entrées,*
- *point mémoire,*
- *un étage d'un registre à décalage.*

— un concentrateur bas niveau comportant 6 transistors MOS à drain commun :

- *résistance de saturation $< 60\ \Omega$,*
- *courant de fuite drain source sous $10\ V < 1\ nA$.*

La conclusion insiste à la fois sur la grande puissance de cette technologie (on peut dès maintenant entreprendre la réalisation de circuits comptant plusieurs centaines d'éléments actifs) et sur un nouveau problème qui se pose au responsable du choix des fonctions à intégrer. Ceux-ci pourront choisir des fonctions beaucoup plus puissantes, car beaucoup plus complexes, mais ces fonctions ne devront rien perdre de leur universalité pour permettre la grande diffusion indispensable aux circuits intégrés. Des solutions ne pourront sans doute être trouvées que dans la mesure où cette révolution technologique sera accompagnée d'une révolution dans la conception même des machines.

MOS ★ RADIATIONS ★ CIRCUITS SPATIAUX

EFFET DE RADIATIONS SUR LES DISPOSITIFS MOS, par Ph. Glotin. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 950 à 953).

Cet article fait le point, au mois de mars 1966, des connaissances sur l'effet des radiations sur les dispositifs métal-oxyde-semiconducteurs.

Après avoir montré l'intérêt présenté par ces composants dans les circuits spatiaux, on analyse le mode de dégradation des caractéristiques électriques sous flux. La variation de la tension de seuil de conduction est particulièrement étudiée.

A partir de ces résultats, une tentative d'explication physique des phénomènes est proposée, basée sur le déplacement des ions dans l'oxyde au cours de l'irradiation. Des expériences particulières sont indiquées à l'appui de cette théorie.

En conclusion, on envisage les possibilités d'utilisation des transistors MOS dans une ambiance rayonnante.

SUMMARIES OF THE PAPERS

INTEGRATED CIRCUITS ★ MOS ★ MULTIPLEXER LOW VOLTAGE

MOS TRANSISTORS INTEGRATED CIRCUITS, by J. Borel, J. Lacour, M. Verdonne. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 944 to 949).

After a short review of the advantages of MOS transistors in integrated circuits, two circuits realised at the integrated circuits laboratory of the Grenoble Nuclear Center are presented :

— A circuit containing eight MOS transistors which can be interconnected by thermo-compression in order to obtain :
- a three inputs NOR gate,
- a memory cell,
- a stage of shift register.

— A six channels multiplexer with
- $R_{on} < 60\ \Omega$ for $V_{gs} - V_s = -10$ V,
- $I_{DSF} < 0{,}1$ nA under 10 V reverse bias.

In conclusion the authors insist on the possibilities of this technology (it is already possible to integrate more than a hundred active devices in one circuit) and on a new problem arising for the man responsible of the choice of functions to be integrated. He will have to choose most powerful functions that will remain universal. So this technological revolution has to be accompanied by a revolution in machine conception.

STATIONARY SPIN WAVES ★ THIN LAYERS ★ SPIN PINNING

STATIONARY SPIN WAVES IN FERROMAGNETIC THIN LAYERS, by A.J. Bertaud. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 913 to 919).

The author gives results of studies about stationary spin waves spin pinning and inhomogeneous magnetization theories however many theorical or experimental studies remain to be done in order to interprete spin waves spectra in ferromagnetic thin layers.

ANALOG TO DIGITAL CONVERSION ★ HYBRID CALCULATION CIRCUITS

ANALOG TO DIGITAL CONVERSION, by A. Boyer, G. Hanus, Y. Martinez. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 920 to 928).

This paper is devoted to both voltage - frequency and voltage - duration conversions. One may extend these kit as analog - digital converters. Notice the own simplicity, fair dynamic, precision and stability of these circuitries.

Extension may be made to hybrid calculation circuits.

AUTOMATIC EQUIPMENTS ★ TEST EQUIPMENTS ★ MICROMODULES SERIGRAPHY

AUTOMATION OF MICROMODULE CIRCUIT FABRICATION AND TESTING, by Y. Poupon and J.F. Megrot. L'Onde Electrique J.-AO 1967 (pp. 929 to 936).

Compagnie IBM-France presents its automatic equipments used for the micromodule circuit fabrication and testing at its Corbeil Essones Department.

After a brief view of these circuits characteristics and their fabrication process, the author specifies the adopted principles for these equipments conception, and describes some realizations : automatic feeding devices, rotative serigraphy machine, machine for semiconductors placing on micromodules semiconductor test equipment, micromodule test equipment, logic card test equipment connected to IBM1410 computer.

MOS ★ RADIATIONS ★ SPACE CIRCUITRY

RADIATION EFFECT ON MOS DEVICES, by Ph. Glotin. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 950 to 953).

This paper indicates, what is the present state of knowledge, on March 1966, concerning the effects of radiations on Metal-oxide-semiconductor devices.

The interest of using such components in space circuitry is first shown. The behaviour of electrical characteristics degradations under radiation is analized and the variation of the turn on threshold voltage is specially looked after.

From these experimental results, a tentative physical explanation of the phenomena is proposed, based on ion displacements in the oxide during irradiation. Special experiments are indicated to verify this theory.

In conclusion, the possibilities of using MOS transistors in a radiative environment are reviewed.

MOS DEVICES

PHYSICAL FUNCTIONNING PRINCIPES OF METAL-OXIDE SEMICONDUCTOR DEVICES, by J. Grosvalet. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 937 to 943).

The author briefly review the physical parameters controlling electrical characteristics of MOS devices and quantitative relations existing between them.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

MOSFET ★ ÉLÉMENTS A EFFET DE CHAMP A GRILLE ISOLÉE

APPLICATIONS DES ÉLÉMENTS A EFFET DE CHAMP A GRILLE ISOLÉE, par A. Sev. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 954 à 958).

L'auteur passe en revue les applications des éléments à effet de champ à grille isolée (M.O.S.F.E.T.) dans les différents domaines de fréquences.

En basse fréquence, les applications principales sont basées sur les propriétés spécifiques des éléments étudiés :
— résistance d'entrée exceptionnellement élevée,
— conduction bilatérale symétrique,
— rapport élevé des résistances de conduction et de coupure.
En haute fréquence, la qualité principale des éléments M.O.S. est le faible taux de transmodulation.

CAPTEUR DE PRESSION ★ STATISTOR ★ MOS

CAPTEUR DE PRESSION SUBMINIATURE A BASSE IMPÉDANCE PAR ASSOCIATION AVEC UN STATISTOR, par G. Faure. L'Onde Electrique J.-AO 1967 (pp. 963 à 964).

Exemple d'utilisation judicieuse d'un M.O.S. à canal n et à « déplétion » comme transformateur d'impédance à la sortie d'un capteur de pression subminiature à céramique ferro-électrique.

TRANSISTORS MOS ★ COMPARAISON MOST - TEC

UTILISATION DES TRANSISTORS MOS, par J.P. Oehmichen. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 959 à 962).

Les transistors MOS diffèrent des transistors à effet de champ à jonction (TEC) en plusieurs points. D'abord, il faut prendre de grandes précautions lors de leur manipulation, de leur montage et de leur emploi pour éviter la destruction du dispositif par les tensions dues aux charges électrostatiques. Ensuite, dans leur utilisation en commutation, il faut tenir compte du fait qu'il n'y a jamais de courant grille dans un MOST, contrairement au cas des TEC, ce qui exige la modification de certains circuits de commutation. En outre, dans l'utilisation comme modulateur tout ou rien, la suppression des transitoires est plus faciles avec les MOST qu'avec les TEC.

La comparaison des avantages et inconvénients des MOST et des TEC permet de déterminer le dispositif à utiliser suivant les applications envisagées.

TELLURE ★ PROPRIÉTÉS OPTIQUES NON LINÉAIRES

PROPRIÉTÉS OPTIQUES NON LINÉAIRES DU TELLURE, par Nguyen van Tran. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 965 à 968).

L'auteur passe en revue quelques propriétés du tellure auxquelles il relie des propriétés optiques non linéaires, puis il décrit une expérience de génération du deuxième harmonique du rayonnement à 10,6 μ.

CRISTAUX MOLÉCULAIRES ★ PHOTONS OPTIQUES

ABSORPTION A PLUSIEURS PHOTONS OPTIQUES DANS LES CRISTAUX MOLÉCULAIRES, par J. Hanus. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 972 à 976).

Cet article fait suite à celui de M. Jerphagnon. Il montre, en particulier, les résultats obtenus par l'action de faisceaux laser sur le naphtalène, où l'on peut observer l'absorption de quatre photons.

SEMICONDUCTEURS : OPTIQUE NON LINÉAIRE ★ ABSORPTION A DEUX PHOTONS ★ RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

L'ABSORPTION A DEUX PHOTONS DANS LES SEMI-CONDUCTEURS, par J. Jerphagnon, L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 969 à 971).

L'absorption simultanée de deux photons est définie par opposition à deux autres phénomènes : succession de deux absorptions à un seul photon et absorption du photon harmonique engendré dans un matériau optiquement non linéaire.

Une expression du coefficient d'absorption est donnée, pour les semi-conducteurs, en faisant intervenir la structure de bandes. On en déduit l'ordre de grandeur du phénomène.

Quelques résultats expérimentaux sont décrits, en particulier ceux concernant le sulfure de cadmium. On signale deux expériences en cours : l'une sur l'antimoniure d'indium et l'autre sur l'arséniure de gallium.

ABSORPTION OPTIQUE ★ COLORANTS ★ TEMPS DE RELAXATION

L'ABSORPTION SATURABLE, par F. Gires. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 976 à 983).

Eclairer une substance optique absorbante, c'est modifier la population de ses divers niveaux d'énergie, c'est donc modifier le spectre d'absorption. On étudie quelques cas où l'absorption peut aller jusqu'à disparaître à la longueur d'onde excitatrice ou dans une autre région du spectre.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

PRESSURE PICK-UP ★ STATISTOR ★ MOS

LOW IMPEDANCE SUBMINIATURIZED PRESSURE PICK-UP COUPLED WITH A STATISTOR, by G. FAURE. L'Onde Electrique. J.-AO 1967 (pp. 963 to 964).

Example of right utilization of a MOS with *n* channel and « depletion » as impedance transformer placed in output of a ceramic ferroelectric subminiaturized pressure pick-up.

TELLURIUM ★ NON LINEAR OPTICAL PROPERTIES

NON-LINEAR OPTICAL PROPERTIES OF TELLURIUM, by NGUYEN VAN TRAN. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 965 to 968).

The author gives some properties of tellurium to which he links its non linear optical properties, then he describes an experiment of second harmonic 10,6 μ radiation generation.

MOLECULAR CRYSTALS ★ OPTICAL PHOTONS

OPTICAL PHOTONS ABSORPTION IN MOLECULAR CRYSTALS, by J. HANUS. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 972 to 976).

This paper follows M. JERPHAGNON's paper. It particularly gives the results obtained by action of laser beam on naphtalen, where four photon absorption may be observed.

OPTICAL ABSORPTION ★ COLOURINGS ★ RELAXATION TIME

SATURABLE ABSORPTION, by F. GIRES. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 976 to 983).

When we illuminate an absorbing substance with a powerfull light, we modify the population of its energy levels. Consequently the absorption spectrum is changed and absorption can disappear at the exciting wavelenght or at an other wavelenght.

MOSFET ★ METAL OXIDE SEMICONDUCTOR FIELD EFFECT TRANSISTOR

APPLICATIONS OF METAL OXIDE WITH ISOLATED GRID SEMICONDUCTOR, by A. SEV. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 954 to 958).

Author reviews the applications of metal oxide semiconductor field effect with isolated grid transistor in various frequencies areas.

For low frequencies, applications are mainly founded on specific properties of studied elements :
- exceptionnally high input resistance,
- symmetrical bilateral conduction,
- high rate conduction and cut-off resistances.

For high frequency, the MOS devices main quality is the low transmodulation rate.

TRANSISTORS MOS ★ COMPARAISON MOST - FET

MOS TRANSISTORS UTILIZATION, by J.P. OEHMICHEN. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 959 to 962).

MOS transistors are different from junction field effect transistors (FET's) in many ways. At first, it is necessary to take great care during handling, mounting and using of MOST's to avoid the destruction of the device by voltage developped by electrostatic charges. After, by using the MOST in switching circuits, it should be remembered that their grid current is ever zero (in the opposite of the case of FET's) and some switching circuits must be re-designed. If the MOST is used in chopper, the elimination of switching transients is more easy with MOST than with FET's choppers.

A comparison between advantages and disadvantages of MOST's and FET's make possible the choice of the suitable device following intended use.

NON LINEAR OPTIC ★ SEMICONDUCTOR, TWO PHOTONS ABSORPTION ★ EXPERIMENTAL RESULTS

TWO PHOTONS ABSORPTION BY SEMICONDUCTORS, by J. JERPHAGNON. L'Onde Electrique, J.-AO 1967 (pp. 969 to 971).

Simultaneous absorption of two photons is defined as opposed to two other phenomena.

Succession of two absorptions of one photon and absorption of harmonic photon created in an optically non linear material.

An absorption coefficient expression is given, for semiconductors, by means of stripe structure. Size of the phenomenon is deduced.

Some experimental results are described, particularly those about cadmium sulphide. Attention is drawn about two outstanding experiences : the one with indium antimonide, the other with gallium arsenide.

LES ONDES DE SPIN STATIONNAIRES DANS LES COUCHES MINCES FERROMAGNÉTIQUES

PAR

A.-J. BERTEAUD

Maître de Recherche au CNRS
Laboratoire de Magnétisme et de Physique du Solide
Bellevue

1. Introduction

Bien que le concept d'ondes de spin ait été introduit et utilisé par les théoriciens depuis plus de trente ans, ce n'est guère que depuis une dizaine d'années qu'il est devenu familier aux physiciens qui travaillent dans le domaine du magnétisme. Pour la plupart d'entre eux, ils ont découvert la notion d'ondes de spin lorsqu'ils ont eu connaissance des premières expériences et interprétations des phénomènes non linéaires qui se manifestent dans les ferrites lorsqu'ils sont soumis à de forts niveaux de puissance hyperfréquence. Chemin faisant, il est apparu plus clairement que, d'une façon générale, lorsqu'on est intéressé par l'étude des interactions entre les ondes électromagnétiques et les milieux ferromagnétiques, on doit considérer que les ondes de spin sont des modes de propagation naturels dans un système de spins couplés.

De même que les ondes acoustiques (phonons) sont issues d'une perturbation des forces de liaison inter-atomiques et que les ondes électromagnétiques (photons) sont associées aux interactions des champs $\vec{E}$ et $\vec{H}$ avec les charges électriques et magnétiques, les ondes de spin (magnons) sont engendrées par une perturbation des forces inter-spins ou « forces d'échange ». Il est bien connu que le champ d'échange associé ou champ moléculaire, d'origine électrique, se manifeste comme un champ magnétique de valeur très élevée (quelques millions de gauss) ; par conséquent, l'état d'équilibre est nécessairement très stable et les ondes de spin correspondent à une faible perturbation de cet état stable. La fréquence de vibration associée sera donc a priori assez élevée, l'excitation difficile ou correspondant à des conditions inhabituelles et la détection se faisant par des méthodes indirectes. En fait, l'onde électromagnétique constitue une source d'énergie cohérente particulièrement commode et appropriée à l'excitation d'ondes de spin, celles-ci étant également détectées par la perturbation qu'elles apportent à l'énergie électromagnétique d'excitation.

* Conférence d'introduction à la demi-journée d'études « Couches minces magnétiques et hyperfréquences », organisée par la SFER le 25 mai 1966.

2. Ondes de spin dans les couches minces

2.1. Modes normaux d'un groupe de spins couplés

La détermination exacte des modes normaux d'un système de spins se fait en diagonalisant l'hamiltonien d'énergie. On peut toutefois en donner une justification vraisemblable d'un point de vue physique de la façon suivante.

Dans un champ appliqué $\vec{H}$, un ensemble de spins i entourés de leurs proches voisins j possède une énergie Zeeman représentant l'effet du champ appliqué et une énergie d'échange avec des spins telles que : [1]

$$\mathcal{H} = -g\mu_B \sum_i \vec{S}_i \cdot \vec{H} - 2J \sum_{i,j} \vec{S}_i \cdot \vec{S}_j \qquad (1)$$

où g, facteur spectroscopique, est égal à 2 pour un électron ;
$\mu_B = 0{,}927 \times 10^{-20}$ erg/Oe est le magnéton de Bohr,
J est l'intégrale d'échange,
S_i est l'opérateur de spin du i^{eme} atome en unités $\hbar$.

L'état stable du système correspondant à des niveaux énergétiques minimaux simultanés des deux termes de (1) est évident : il est obtenu lorsque tous les spins sont parallèles entre eux et avec le champ $\vec{H}$.

Si nous recherchons des états excités à faible niveau d'énergie, ils correspondent nécessairement, en mécanique semi-classique, à des états très voisins de cet état stable. Le terme Zeeman de (1) conduit à une situation bien connue qui est celle d'un mouvement de précession en phase de tous les spins autour du champ directeur $\vec{H}$. Quant au second terme de (1), l'énergie d'échange est proportionnelle à cos α si l'on désigne par α l'angle entre spins i et j voisins ; par conséquent une faible perturbation de cette grande énergie sera obtenue lorsque α reste petit. On peut rechercher d'autres états perturbés pour ce second

terme d'échange mais on montrerait que ces états correspondent à des niveaux d'énergie supérieurs à celui d'un angle entre spins α petit. Par exemple, il est bien connu que l'état excité correspondant au maintien de $(n-1)$ spins parallèles + 1 spin anti-parallèle nécessite une énergie d'excitation environ 200 fois plus grande que l'énergie d'excitation de la précession uniforme d'un spin dans les conditions expérimentales habituelles.

On retiendra finalement l'état faiblement excité suivant du système :

— tous les spins précessent avec un angle β autour de $\vec{H}$

— entre spins voisins, la force d'échange donne naissance à un petit angle de perturbation α.

Il va sans dire que cette perturbation d'angle α se fait suivant une chaîne linéaire de spins et le vecteur d'onde associé $\vec{k}$ peut avoir toute direction θ_k par rapport au champ directeur $\vec{H}$. Quelques ondes de spin progressives ont été représentées sur la partie de droite de la figure 1 pour divers angles θ_k, la partie de gauche correspondant à des ondes de spin stationnaires obtenues par des conditions aux limites appropriées telles qu'on en rencontre dans les couches minces.

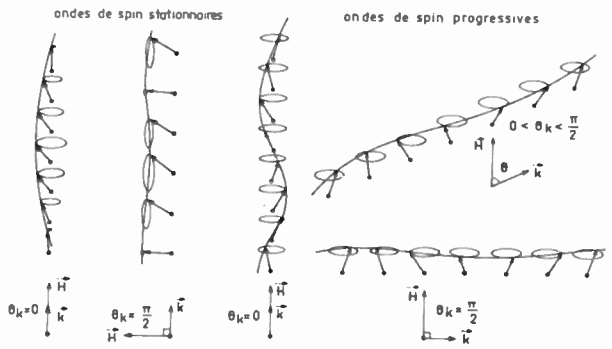


FIG. 1. — Ondes de spin progressives et stationnaires pour divers angles θ_k entre le vecteur d'onde $\vec{k}$ et le champ statique appliqué $\vec{H}$.

2.2. Amplitude des ondes de spin

Bien que cela ne soit pas directement utile pour ce qui suit, nous rappelons que l'amplitude des ondes de spin est déterminée à partir d'une description quantique des ondes de spin et conduit à la définition du magnon. Pour cela, on remplace la description semi-classique de l'état perturbé (faible écart α entre deux spins voisins) par un état équivalent où, dans le même volume, tous les spins sont parallèles et un spin est retourné anti-parallèlement, en fixant $S = 1/2$. Cet état excité correspond à un magnon. D'autre part, le spin retourné s'opposant directement aux autres spins parallèles à $\vec{H}$, son moment $g\,\mu_B \simeq 2\,\mu$ se retranche du moment à saturation Mz mesuré suivant l'axe Oz de $\vec{H}$. Lorsque plusieurs magnons n_k de vecteur d'onde $\vec{k}$ sont excités, la réduction de l'aimantation Mz est telle que :

$$Mz\,V = M_0 V - 2\,\mu \sum_k n_k \qquad (2)$$

où M_0 désigne l'aimantation au zéro absolu de l'échantillon de volume V.

2.3. Loi de dispersion $\omega(k)$ des ondes de spin

Elle précise le niveau d'énergie nécessaire à l'excitation d'une onde de spin de nombre d'onde k et sa connaissance est essentielle à toute étude d'ondes de spin. On peut prévoir physiquement sa nature ainsi que nous le faisons. Il est bien connu et cela ressort de l'équation (1) que l'énergie Zeeman pour l'entretien de la précession uniforme de pulsation ω_0 est :

$$\hbar\omega_0 \simeq 2\,\mu\,H \qquad (3)$$

En ce qui concerne l'énergie d'échange, le produit $\vec{S}_i \cdot \vec{S}_j$ est proportionnel à cos α soit à $(1-\alpha^2/2)$ pour de petits angles α. Donc l'énergie de perturbation est proportionnelle à α^2. Mais $\alpha \sim 1/\lambda$ et $\lambda \sim 1/k$. L'énergie d'échange nécessaire à la création d'une onde de spin de nombre d'onde k est donc :

$$\hbar \cdot \omega_{ech} \simeq Dk^2 \qquad (4)$$

où D est une constante fonction de J notamment.

Cette relation de dispersion est à rapprocher de celles des photons ou des phonons qui sont linéaires au lieu d'être quadratiques. Pour les photons, par exemple, $\omega = k/\sqrt{\mu\varepsilon}$. La figure 2 représente le spectre

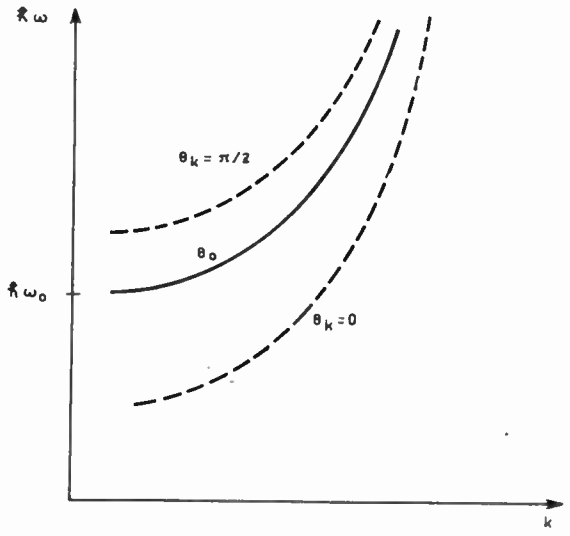


FIG. 2. — Spectre de dispersion des ondes de spin. La branche 0_0 correspondant à un milieu infini se transforme par suite des effets démagnétisants en une région limitée par les courbes $0_k = 0$ et $\theta_k = \pi/2$.

de dispersion $\omega(k)$ des ondes de spin pour un milieu non borné. En fait les effets démagnétisants en volume et en surface dont nous n'avons pas tenu compte modifient ce spectre. La branche parabolique se transforme en une région limitée par deux courbes enveloppes ; la courbe du bas correspond à $\theta_k = 0$ (propagation des ondes de spin suivant la direction Oz du champ appliqué) celle du haut $\theta_k = \pi/2$ (propagation normale à Oz). La zone des k faibles

est également perturbée par l'existence de modes magnétostatiques dus à des effets dipolaires [2].

2.4. Ondes de spin stationnaires

Les ondes de spin se manifestent le plus souvent par leur action néfaste et elles sont responsables, entre autre chose, de la disparition finale du ferromagnétisme au-dessus du point de Curie par agitation thermique des spins et de l'apparition des effets non-linéaires aux forts niveaux de puissance hyperfréquence. Par contre, le but de ce travail est d'obtenir la résonance des ondes de spin par réflexions multiples entre plans parallèles. Cette résonance est possible sous deux conditions :

1. La séparation L entre les surfaces de réflexion doit être du même ordre de grandeur que la longueur d'onde λ des ondes de spin, ce qui impose $L < 1\ \mu$ et l'utilisation des matériaux sous forme de couches minces.

2. Des conditions inhabituelles doivent exister qui permettent de supprimer la précession en phase des spins. Il y a pour cela deux méthodes qui consistent soit à créer un gradient de champ HF dans la couche ce qui est possible dans le cas d'un conducteur où la pénétration limitée δ s'accompagne d'une variation exponentielle des champs HF, soit à utiliser des conditions particulières du milieu où certains spins peuvent être maintenus immobiles (« spin pinning » à la surface des couches) et où l'aimantation interne peut ne pas être homogène. Cette dernière méthode est celle qui est typiquement utilisée en couche mince dont l'épaisseur L est inférieure à la pénétration δ, le gradient du champ HF n'ayant qu'un rôle secondaire. On se rappellera que dans l'étude des ferrites massifs deux autres méthodes d'excitation d'ondes de spin sont classiquement mises en œuvre : d'une part, l'utilisation d'un champ magnétique interne non uniforme (étude des interactions magnon-phonon), d'autre part, l'excitation par les forts niveaux de puissance HF.

2.5. Expériences d'ondes de spin stationnaires

Il nous a paru intéressant à ce stade de voir en quoi consiste une expérience d'ondes de spin stationnaires. Bien que les ondes électromagnétiques et les ondes de spin aient été présentées comme deux concepts séparés, ces deux types d'ondes apparaissent le plus souvent mélangés, puisque l'onde électromagnétique est la seule excitation cohérente utilisable pour ces expériences. La couche étudiée est alors placée en cavité électromagnétique résonnante en utilisant un mode et un emplacement de la couche qui fournissent des conditions aux limites correctes. La cavité est associée à un spectromètre classique en hyperfréquence. Un champ continu extérieur est appliqué au film pour réaliser l'accord suivant la condition $\omega = \gamma H_i$. L'échantillon absorbe de l'énergie électromagnétique chaque fois qu'un nombre entier de $\lambda/2$ ou de $(2n + 1)$ $\lambda/2$ correspond à l'épaisseur L du film. Un schéma de montage très simple est indiqué à la figure 3 où l'on étudie le coefficient de transmission d'une cavité résonnante.

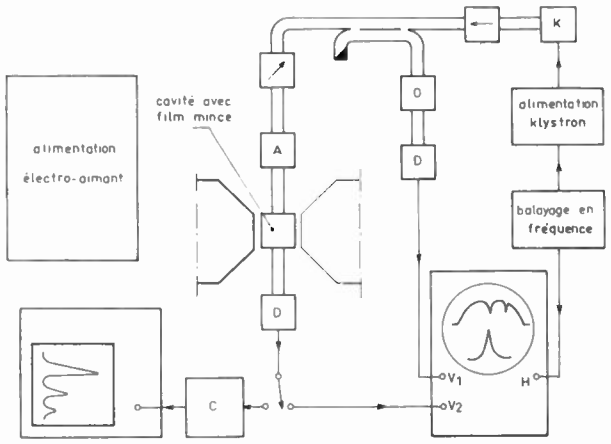


Fig. 3. — Dispositif simplifié destiné au relevé des spectres d'ondes de spin. K : klystron ; O : ondemètre ; D : détecteur ; A : atténuateur étalonné ; C : compensateur de niveau continu ; E : enregistreur.

La perturbation du coefficient de transmission peut être assez importante pour les modes d'ordre faible ; on note classiquement une diminution de 20 à 70 % du coefficient de transmission aux résonances d'ondes de spin les plus intenses. La figure 4 montre, à titre d'exemple, divers spectres obtenus en bande X pour des films d'épaisseur différente.

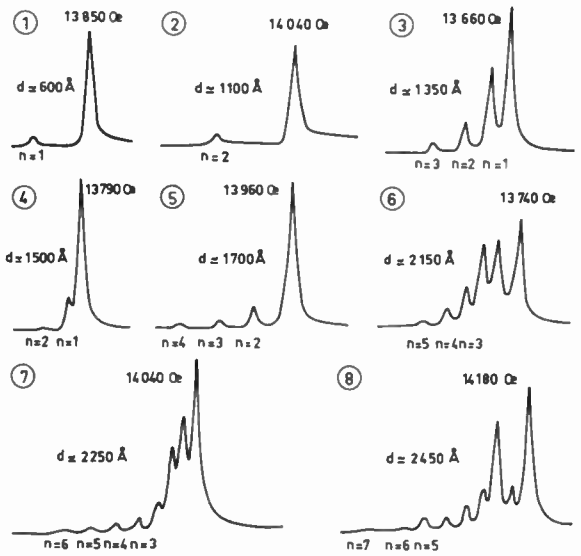


Fig. 4. — Spectres d'ondes de spin pour des films de permalloy de diverses épaisseurs (d'après H. Pascard et A.J. Berteaud).

3. Interprétation des spectres d'ondes de spin

Lors des premières observations expérimentales des résonances d'ondes de spin, on avait pensé en déduire aisément des valeurs très précises de la constante d'échange, du moment à saturation et autres paramètres d'interaction entre spins. En fait, des difficultés dans l'interprétation des spectres obtenus ont conduit à des résultats souvent divergents suivant les auteurs bien que récemment des études plus précises aient permis d'espérer une meilleure détermination

de ces paramètres. Nous donnerons un bref aperçu des causes de divergence entre auteurs avant d'examiner les dernières études expérimentales précises des spectres d'ondes de spin.

3.1. Théories proposées pour les résonances d'ondes de spin

3.1.1. *Théorie du « spin pinning »*

Kittel a montré le premier en 1958 que des ondes de spin stationnaires pouvaient être excitées dans un film mince magnétique par un champ HF uniforme [3] par suite d'une fixité possible des spins en surface (pinning). Ce « pinning » des spins en surface peut être dû soit à une anisotropie de surface du type de Neel [4] attribuée au fait que les atomes en surface ont un environnement plus faible que les atomes internes ce qui conduirait à l'existence d'un axe de facile aimantation normal au film, soit à l'existence d'une couche d'oxyde antiferromagnétique qui se formerait à la fin du dépôt du film sur son support.

Si le « pinning » des spins en surface et la géométrie des films étaient parfaits on devrait observer l'excitation des seuls modes d'ordre n impair avec une loi de dispersion en k^2 (donc en n^2 puisque $k = n\pi/L$) et une amplitude qui décroîtrait en $1/n^2$. Les modes d'ordre n pair ne peuvent théoriquement pas être excités puisque les composantes transversales de l'aimantation s'annulent.

Les observations expérimentales sont, le plus souvent, différentes de celles attendues et notamment pour les modes d'ordre n faible. Nous indiquons toutefois par la suite que ces divergences peuvent être en partie justifiées par la pénétration limitée de l'onde électromagnétique lors des résonances d'ondes de spin intenses.

3.1.2. *Théories de l'aimantation non uniforme*

Ce désaccord expérimental a conduit néanmoins certains auteurs, à suggérer que les spins de surface pourraient être dans une région d'aimantation plus faible que les pins internes et il y aurait ainsi un gradient d'aimantation entre le centre et les bords du film.

Portis [5] a montré en 1963 qu'une répartition parabolique de M à partir du centre du film (fig. 5) conduisait à une loi de dispersion qui était linéaire pour les ordres n faibles. Si on admet, de plus, un « pinning » des spins en surface, la loi de dispersion devient progressivement quadratique lorsque n devient assez grand. Le passage d'une loi en k à une loi en k^2 se fait pour des ordres n d'autant plus faibles que le degré d'inhomogénéité ε de M est lui-même plus faible.

Schlömann [6] a proposé en 1964 une loi de variation linéaire de M avec l'épaisseur du film (fig. 5). Une telle loi monotone semble physiquement plus vraisemblable si l'on considère, par exemple, que la composition de l'alliage déposé peut varier régulièrement pendant le dépôt lorsque les films sont obtenus par dépôt sous vide. Comme précédemment, la théorie

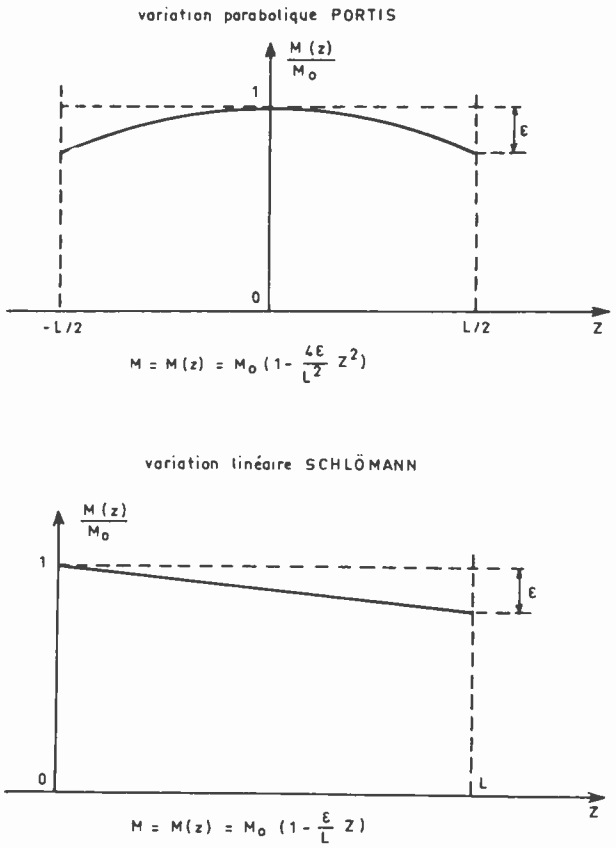


Fig. 5. — Hypothèses des variations inhomogènes de l'aimantation M au travers des films d'épaisseur L.

proposée conduit à une variation linéaire en k tant que n est faible, puis à une variation quadratique pour n grand.

Plusieurs expérimentateurs ont exprimé leur accord avec l'une ou l'autre hypothèse de l'aimantation non uniforme. Bien que ces hypothèses semblent physiquement très plausibles, il faut remarquer l'indétermination qui subsiste quant au degré d'inhomogénéité ε : un spectre expérimental donné peut être en plus ou moins bon accord avec ces théories suivant les valeurs de ε utilisées arbitrairement. Nous ne pensons donc pas que l'on puisse se prononcer nettement sur la validité de ces hypothèses d'après le seul examen des spectres de dispersion.

3.2. Films très minces ($L \leqslant 1\,500$ Å). Epaisseur critique

Nous avons déjà montré que la relation de dispersion ω_k des ondes de spin de nombre d'onde k s'écrivait :

$$\hbar\omega_k = \hbar\omega_0 + Dk^2 \qquad (5)$$

Les études expérimentales sont généralement faites à pulsation ω constante et à champ appliqué H variable. Dans ce cas, la relation (5) se transforme en la suivante :

$$H_k = H_0 - \frac{2A}{M}k^2 \qquad (6)$$

avec :

$$D = \gamma \hbar \frac{2A}{M} .$$

Si $k = n\pi/L$, l'expression (6) s'écrit encore :

$$H_0 - H_n = \frac{2A\pi^2}{M} \frac{n^2}{L^2} . \qquad (7)$$

Cette expression $(H_0 - H_n)$ est l'écart en champ appliqué entre la résonance du mode de précession uniforme et la résonance de l'onde de spin d'ordre n. On voit que si l'on ne peut augmenter H_0 (donc ω_0, fréquence de l'étude expérimentale), cet écart $(H_0 - H_n)$ sera d'autant plus grand pour un ordre n donné que l'épaisseur L du film sera faible. Par ailleurs $(H_0 - H_n)$ doit être toujours supérieur à $4\pi M$ pour que le champ interne soit normal au film.

Ainsi un réseau théorique $H_n = f(L)$ a été construit pour $n = 0$, 1, 2, etc., traduisant l'expression (7) en prenant les valeurs $A = 10^{-6}$ erg/cm et $4\pi M = 10\,500$ gauss qui correspondent à l'alliage permalloy (80 Ni — 20 Fe). Par ailleurs, pour les très faibles épaisseurs, il a été tenu compte de la diminution classique de $4\pi M$ [7] ce qui entraîne une variation de H_0 dans cette région (courbe en pointillés) (fig. 6).

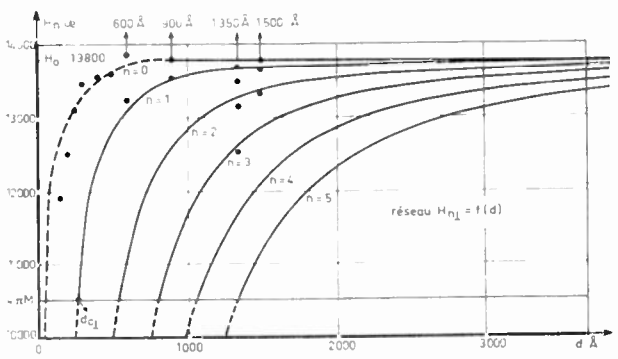


FIG. 6. — Réseau des courbes théoriques de variation du champ de résonance H_n avec l'épaisseur et comparaison avec quelques spectres expérimentaux (d'après H. PASCARD et A.J. BERTEAUD).

On a figuré sur ce réseau théorique les spectres expérimentaux de films très minces de diverses épaisseurs et on observe que le mode d'ordre $n = 0$ semble bien constitué par le mode le plus intense et de champ appliqué le plus fort, les modes d'ordre pair étant généralement présents. On en conclut donc à une excitation possible du mode uniforme et des modes pairs, cette excitation étant certainement influencée par la nature, la qualité et la technique de dépôt des films étudiés.

On voit également que l'écart $(H_0 - H_n)$ devient trop faible dès que L est assez grand (supérieur à 2 000 Å) pour que l'on puisse préciser les ordres n faibles des films correspondants.

Le réseau $H_n = f(L)$ fait apparaître une épaisseur critique d_c en dessous de laquelle il ne peut s'établir d'ondes de spin stationnaires. Cette épaisseur critique correspond à un champ interne nul et l'expression théorique exacte s'écrit [8] :

$$d_{c\perp} = \left[\left(\frac{2A\pi^2}{M} \gamma \right) \cdot \frac{1}{\omega} \right]^{1/2} . \qquad (8)$$

D'une façon semblable et dans le cas où les couches sont aimantées par un champ appliqué dans leur plan, la relation de dispersion peut être calculée et conduit à l'existence d'une épaisseur critique $d_{c\parallel}$ dont l'expression théorique s'écrit :

$$d_{c\parallel} = \left[\left(\frac{2A\pi^2}{M} \gamma \right) \frac{1}{-2\pi M\gamma + [(2\pi M\gamma)^2 + \omega^2]^{1/2}} \right]^{1/2} . \qquad (9)$$

Ces épaisseurs critiques permettent de comparer les résonances d'ondes de spin dans les deux cas de polarisation des films (perpendiculaire ou parallèle au film) et de prévoir théoriquement pour une épaisseur de film, une polarisation et une fréquence données le nombre de résonances que l'on peut obtenir. La figure 7 représente, par exemple, les variations théoriques de $d_{c\perp}$ et $d_{c\parallel}$ avec la fréquence et ces courbes rendent bien compte des diverses observations expérimentales faites en fonction de la fréquence [9, 10].

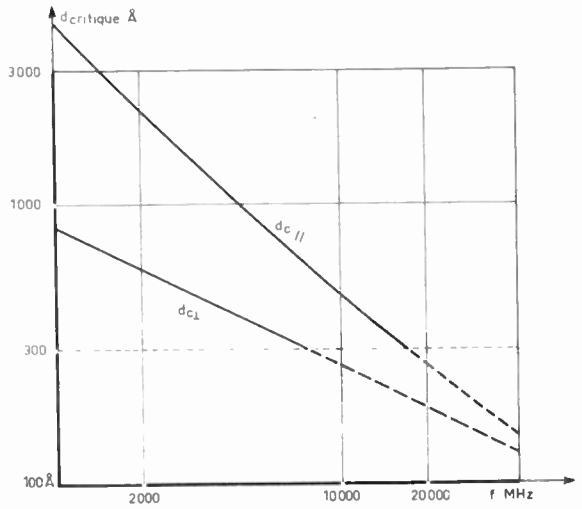


FIG. 7. — Variations théoriques des épaisseurs critiques pour l'existence de l'onde de spin $n = 1$ en fonction de la fréquence d'excitation (d'après H. PASCARD et A.J. BERTEAUD).

3.3. FILMS D'ÉPAISSEUR MOYENNE ($L > 1\,500$ Å)

Lorsque l'épaisseur des films est supérieure à 1 500 Å, on constate classiquement une perturbation à la loi de dispersion $\omega \sim k^2$, cette perturbation affectant les ordres n faibles. Nous avons dit qu'elle pouvait être justifiée en partie par la pénétration limitée des champs dans la couche conductrice [11]. En effet, lorsque le champ statique appliqué est très inférieur au champ de résonance, la perméabilité du milieu est telle que la profondeur de pénétration δ est voisine de 1 à 2 μ dans le permalloy. Par contre, à la résonance du matériau, la perméabilité s'accroît de telle façon que δ peut être réduit d'un facteur compris

entre 3 et 10 et être inférieur à l'épaisseur des films. On conçoit ainsi que la perturbation par pénétration limitée ne se manifeste que pour les modes ayant un ordre n faible donc voisins de la résonance principale.

Le processus par lequel la pénétration limitée peut affecter la fréquence propre des modes de résonance du milieu doit être lié à la variation de phase rapide des champs HF à travers le film. On sait, en effet qu'à l'intérieur du film, le champ HF d'entretien est de la forme :

$$h = h_0 \exp.[(1 + j)\, z/\delta] \qquad (10)$$

avec $\delta = [\pi \mu \sigma f]^{-1/2}$. Cette expression (10) montre notamment que la phase de h varie de 0 à 2π lorsque z varie de 0 à $2\pi\delta$ suivant la normale au plan du film et on peut envisager une pseudo-longueur d'onde $\lambda_{em} = 2\pi\delta$. Dans un champ h pratiquement uniforme au travers du film (films très minces par exemple), les conditions de précession sont alors les suivantes : amplitude nulle à $z = 0$ et $z = L$ et aux nœuds de vibration des modes propres. Bien que non parallèles entre eux, les spins restent dans un même plan à chaque instant (exemple : mode $n = 1$, figure 8 *a*). La décroissance exponentielle de l'amplitude h_0 ne modifie pas notablement ces oscillations propres au film. Par contre, la variation de phase dans le temps

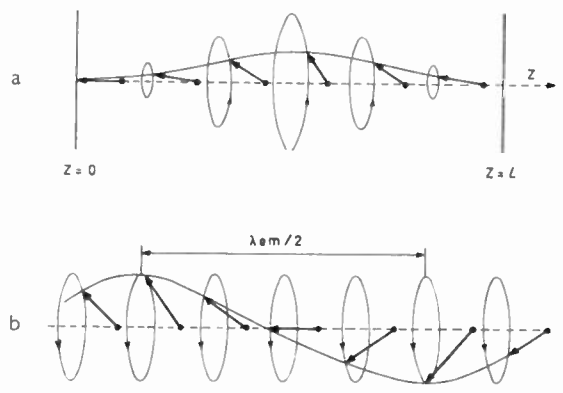


FIG. 8. —
a) Mode de résonance $n = 1$ dans le cas d'un champ d'excitation uniforme à l'intérieur du film.
b) Déphasage des spins dans l'espace dû au déphasage dans le temps du champ d'excitation au travers du film.

de h induit un déphasage des spins dans l'espace : ceux-ci ne restent plus dans un même plan (fig. 8*b*). L'addition au couple d'échange de ce couple électromagnétique de phase variable avec z produit des modes d'oscillation qui seront une combinaison des modes d'oscillation propre et des modes d'oscillation forcée de longueur d'onde λ_{em} variable avec le champ statique H_0. Nous voyons, par conséquent, que la pénétration limitée peut expliquer la perturbation observée des modes d'ordre n faible pour les films dont l'épaisseur est supérieure à δ à la résonance ($L > 1\,500$ Å) et c'est précisément ces films qui présentent une perturbation de la loi $\omega \sim k^2$.

3.4. Etude des modes d'ordre élevé

Dans le cas classique où le champ appliqué H_0 est normal au plan du film, le champ interne H_i est relié à H_0, vérifiant la relation :

$$H_i = H_0 - 4\pi M = \frac{\omega_0}{\gamma}. \qquad (11)$$

Par conséquent, la relation (7) peut être écrite :

$$H_n = \frac{\omega_0}{\gamma} + 4\pi M - \alpha n^2. \qquad (12)$$

Elle montre que la plage de champ magnétique statique ($H_n - 4\pi M$) dans laquelle peuvent exister des ondes de spin stationnaires sera d'autant plus grande que la pulsation ω_0 sera élevée. On obtiendra donc un grand nombre de modes en utilisant les gammes élevées des hyperfréquences. Mais il faut alors disposer d'un champ H_n assez intense et cela a limité les études les plus avancées à 70 GHz nécessitant un champ appliqué qui doit atteindre 38 kOe. D'autre part, l'intensité des modes décroissant comme $1/n^2$, il faut aussi utiliser une technique de détection très sensible pour déterminer les ordres élevés (spectromètre à détection synchrone). De telles études ont été faites par Frait et Mitchell [12] et par Weber et Tannenwald [13]. L'obtention de modes d'ordre élevé en nombre suffisant permet d'accéder à la loi de dispersion exacte $\omega(k)$ puisque d'une part, le mode uniforme et les modes d'ordre n faible dont le champ de résonance est légèrement déplacé (par effet de peau notamment) ne sont pas utilisés pour déterminer expérimentalement cette loi, d'autre part les modes d'ordre élevé sont de moins en moins fonction des conditions aux limites lorsque n croît. C'est ainsi que, grâce à cette technique, Weber et Tannenwald ont montré que les modes d'ordre $n < 25$ environ ont une loi de répartition bien quadratique, même pour des ordres aussi faibles que $n = 5$. Pour les ordres très élevés ($n > 25$), ils ont montré que la présence d'un terme du quatrième ordre dans la loi de dispersion rendait bien compte de l'écart expérimental observé

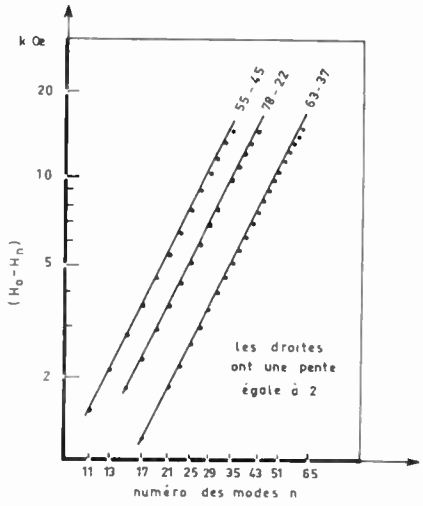


FIG. 9. — Répartition des modes de spectres d'ondes de spin de diverses compositions. Les écarts par rapport à une loi quadratique deviennent assez nets pour les ordres n élevés (d'après R. Weber et P.E. Tannenwald).

par rapport à une loi en k^2 (fig. 9), la loi de dispersion (12) devenant ainsi :

$$H_n = \frac{\omega_0}{\gamma} + 4\pi M - \alpha n^2 - \beta n^4. \qquad (13)$$

Au moyen d'une calculatrice programmée, ils ont déterminé les valeurs suivantes des coefficients $\alpha = 4{,}12$ Oe et $\beta = 3{,}51 \cdot 10^{-5}$ Oe. Ils ont également déterminé avec précision, par extrapolation à l'ordre zéro et par la pente des droites expérimentales, les différentes grandeurs A, $4\pi M_s$ et g pour quelques compositions d'alliage Fe-Ni, le tableau I rassemblant ces résultats.

TABLEAU I

PARAMÈTRES MESURÉS POUR TROIS FILMS DE PERMALLOY (d'après R. WEBER et P.E. TANNENWALD)

Composition	L(Å)	$4\pi M$(Oe)	g	$A \times 10^{-6}$ (erg/cm)
78 – 22	5 150	10 490 ± 30	2,09	0,91 ± 0,03
63 – 37	6 850	14 300 ± 30	2,13	1,11 ± 0,02
55 – 45	4 050	14 950 ± 50	2,14	1,20 ± 0,05
±1	± 50 Å		±0,02	

La présence d'un terme du quatrième ordre dans la loi de dispersion apparaissant comme un terme correctif pour les ordres « n » élevés s'explique par les interactions d'échange à longue distance entre spins. Lorsque la loi de dispersion en k^2 est établie, elle suppose en effet que les seules interactions d'échange efficaces se font entre les spins les plus voisins d'un réseau cubique simple [1]. On en déduit alors une variation de l'aimantation à saturation avec la température qui est la loi bien connue de BLOCH en $T^{3/2}$. Lorsque les interactions à plus grande distance sont prises en considération, elles conduisent à l'existence

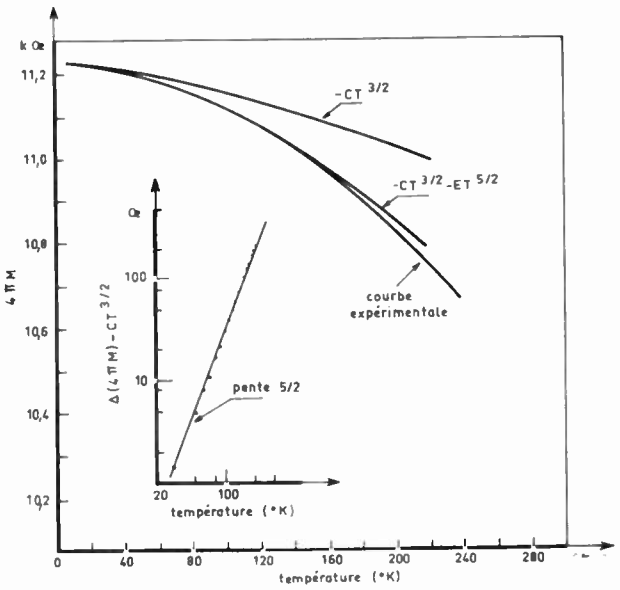


FIG. 10. — Comparaison de la courbe d'aimantation expérimentale d'un alliage permalloy 81-19 avec les courbes théoriques correspondantes en $-CT^{3/2}$ et en $(-CT^{3/2} - ET^{5/2})$. La précision sur les points expérimentaux est de ± 5 Oe (d'après R. WEBER et P.E. TANNENWALD).

de termes d'ordres supérieurs, le terme en k^4 ayant seul pu être déterminé expérimentalement par WEBER et TANNENWALD. Ce terme en k^4 conduit lui-même à l'établissement d'une loi $M(T)$ qui contient alors un terme en $T^{3/2}$ et un terme en $T^{5/2}$, ce dernier se manifestant d'autant plus que T est grand. On peut alors comparer la loi expérimentale à la loi théorique donnant la diminution de l'aimantation à saturation avec la température soit :

$$4\pi[M_0 - M(T)] = CT^{3/2} + ET^{5/2} \qquad (14)$$

La figure 10 montre les résultats très satisfaisants sur ce point obtenus par WEBER et TANNENWALD entre théorie et expérience.

4. Conclusion

L'étude des ondes de spin stationnaires a déjà suscité un grand nombre de travaux depuis une dizaine d'années et, malgré cela, elle constitue un domaine d'investigations encore très ouvert. Si des études expérimentales récentes ont pu préciser la nature exacte du spectre de dispersion des ondes de spin pour les ordres élevés où les conditions aux limites sont peu sensibles, si la possibilité d'excitation du mode uniforme ($n = 0$) a pu être nettement mise en évidence, si on a pu montrer qualitativement les limites de la perturbation apportée par la pénétration limitée des champs HF dans les films, il reste toujours difficile d'interpréter les résultats expérimentaux sur la base des théories du « spin pinning » ou de l'aimantation inhomogène, de savoir si, pour un film donné, le pinning est complet ou incomplet, statique ou dynamique, sur une seule face ou sur les deux faces du film, etc. De nombreuses études, tant théoriques qu'expérimentales, restent à faire pour interpréter parfaitement et quelles que soient les méthodes de préparation, les spectres d'ondes de spin obtenus dans les couches minces magnétiques, et notamment dans le cas où le film est polarisé parallèlement à son plan puisque, dans ce cas, les spectres de résonance d'ondes de spin n'ont été obtenus que par génération d'harmoniques.

* * *

Plusieurs figures extraites de la thèse de H. PASCARD (Paris 1965), nous ont été aimablement fournies par ce chercheur que nous tenons à remercier.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KITTEL C. — Introduction à la Physique de l'état solide. Dunod, 1958.
[2] CALLEN H.B. — *J. Phys. Chem. Solids*, 1958, 4, p. 256.
[3] KITTEL C. — *Phys. Rev.*, 1958, 110, p. 1295.
[4] NEEL L. — *J. Phys. Rad.*, 1954, 15, p. 225.
[5] PORTIS A.M. — *Appl. Phys. letters*, 1963, 2, p. 69.
[6] SCHLÖMANN E. — *J. Appl. Phys.*, 1965, 36, p. 1193.
[7] TANNENWALD P.E., SEAVEY M.H. — *J. Phys. Rad.*, 1959, 20, p. 323.
[8] PASCARD H., BERTEAUD A.J. — Proc. of Int. Conf. on Magnetism, Nottingham, 1964.
[9] CHEN D., MORRISH A.H. — *J. Appl. Phys.*, 1962, 33, p. 1146.
[10] HASTY T.E. — *J. Appl. Phys.*, 1963, 34, p. 1079.
[11] PASCARD H., BERTEAUD A.J. — Compte rendu, 1964, 258, p. 2275.
[12] FRAIT Z., MITCHELL E.N. — Proc. of Int. Conf. on Magnetism, Nottingham, 1964.
[13] WEBER R., TANNENWALD P.E. — *Phys. Rev.*, 1965, 140, p. 1498.

CONVERSION ANALOGIQUE NUMÉRIQUE

PAR

A. BOYER, G. HANUS, Y. MARTINEZ

Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.
Département de Physique

1. Introduction

Les critères d'appréciation d'une conversion tension-fréquence ou tension-durée sont :

— la linéarité absolue ou intégrale, c'est-à-dire l'erreur relative maximale sur la valeur convertie,
— La linéarité différentielle ou l'erreur relative maximale sur la pente de conversion.
— La précision ou erreur absolue maximale sur la valeur convertie.
— La stabilité, c'est-à-dire sa dérive en fonction du temps, des variations de tension d'alimentation, de température, etc.
— La dynamique :

$$\frac{\text{niveau d'entrée maximal convertible}}{\text{niveau d'entrée minimal convertible}}$$

— La bande passante.

Une conversion utilisée en mesure ou en élément de transmission doit avoir des performances satisfaisantes pour chacun des points cités ci-dessus. Ceux-ci sont malheureusement difficilement conciliables.

Nous proposons un principe simple de conversion satisfaisant à la majorité des problèmes rencontrés en mesure, conversion de la forme $F = K_1V$ ou $t = K_2V$ sans apparition de termes constants comme il en existe en modulation de fréquence, par exemple.

2. Conversion tension-fréquence [1]

2.1. Principe

L'élément connu le plus simple pour engendrer des impulsions est l'astable à couplage collecteur-base par condensateurs.

Avec le montage, figure 1*a*, le contrôle du courant I de décharge de C_1 pendant la durée t_1 (T_1 saturé, T_2 bloqué) permet de faire varier la fréquence (fig. 1*b*).

$$F = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

avec $t_1 = \dfrac{V_0 C_1}{I}$ et $t_2 = C^{te}$ $V_0 \neq V_{cc}$,

$$F = \frac{I}{It_2 + V_0 C_1}$$

si $t_2 \ll t_1$, la fonction $F = f(I)$ est sensiblement linéaire. Cependant l'astable classique est impropre à l'utilisation dans un convertisseur analogique numérique à cause de sa faible dynamique.

En effet, la nécessité de saturer T_2 impose à I une valeur minimale qui limite la dynamique du système, la valeur maximale de I étant le courant base que peut tolérer T_2.

Pour s'affranchir de cette limitation vers les fréquences basses, c'est-à-dire pour les faibles valeurs du courant I, il suffit d'établir le montage de telle façon que le courant de charge de la capacité C_1 à travers R_1 suffise à saturer le transistor T_2 pendant tout le temps où T_1 est bloqué (t_2), cela indépendamment du courant I.

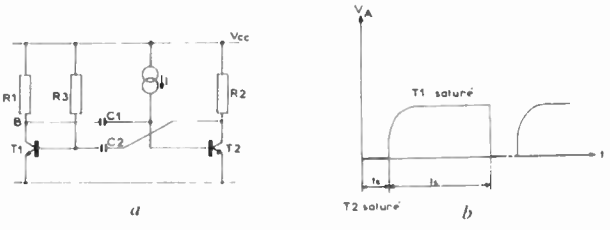
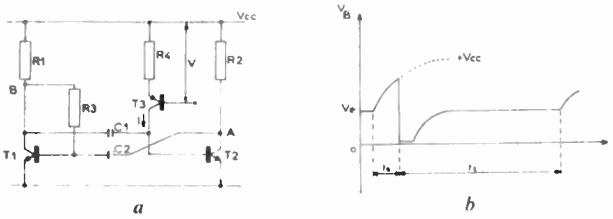


FIG. 1.

On a ainsi dissocié les deux rôles habituels de I : saturation de T_2 et décharge de C_1. Ainsi la limite inférieure de la valeur de I ne dépend plus du courant de saturation de T_2. Cette limite ne peut cependant pas être repoussée aussi loin qu'on pourrait le désirer. Le courant de charge de C_1 n'apparaît que lorsque le courant dans T_1 diminue, il faut assurer la désaturation du transistor T_1 dès la mise en conduction du transistor T_2 à la fin de t_1. Le courant I doit être suffisant pour produire sur le collecteur de T_2 une variation de tension qui puisse évacuer par l'intermédiaire de C_2 la charge stockée dans T_1.

Cette condition peut être allégée si on modifie le schéma pour que T_1 ne soit pas saturé à la fin du temps t_1 pendant lequel il est en conduction. Cela est réalisé par le montage de la figure 2*a* dans lequel on a également détaillé le générateur de courant I.



a *b*

FIG. 2.

La figure 2*b* est un relevé de la forme d'onde obtenue en B, c'est-à-dire sur le collecteur de T_1.

Cette forme d'onde met en évidence, d'une part le fait que T_1 n'est pas saturé en permanence, d'autre part le fait que la capacité C_1 n'est pas complètement rechargée à la fin du temps t_2 ce qui assure la saturation de T_2 pendant tout cet état.

On peut noter que, par la réaction collecteur base réalisée par R_3, la valeur de la tension V_c dépend peu du gain de T_1.

2.2. Fonction de transfert de cette conversion

On voit sur la figure 2*a* que

$$I = \frac{V - V_{BE}}{R_4}\alpha = \frac{v}{R_4}\alpha$$

(α = gain de courant en base commune de T_3).

On suppose que la polarisation de l'amplificateur permet de compenser le seuil V_{BE3} de T_3.

Le gain d'un transistor dépendant du courant collecteur, α est une fonction de I.

On admet que, dans le domaine d'utilisation de T_3, la variation de α en fonction de I est sensiblement linéaire

$$\alpha = \alpha_0 + a\,I \qquad \text{avec} \qquad a > 0$$

$$I = \frac{v}{R_4}(\alpha_0 + aI) \qquad = \frac{\alpha_0 v}{R_4 - av}$$

d'où :
$$F = \frac{\alpha_0 v}{v(\alpha_0 t_2 - V_0 a C_1) + V_0 C_1 R_4} \qquad (1)$$

Pour rendre cette fonction de transfert la plus linéaire possible, il faut tendre vers :

$$\alpha_0 t_2 - V_0 a C_1 \ll \frac{V_0 C_1 R_4}{v}.$$

Remarquons :

— que la linéarité s'améliore lorsque la tension à convertir diminue,

— que le terme provenant de la non linéarité du générateur de courant ($V_0 a C_1$) compense en partie celui provenant de la non-linéarité de l'astable (terme en $\alpha_0 t_2$ exprimant que l'on n'agit que sur une des deux durées constituant la période).

Dans les calculs effectués plus loin, nous ne tiendrons pas compte de a pour nous placer dans le cas (pessimiste) d'un générateur de courant utilisant un transistor ayant un gain constant en fonction du courant de collecteur.

3. Conversion tension-durée [2]

3.1. Principe

De la même manière que pour la conversion tension-fréquence nous avons essayé de tirer parti d'un montage très simple, ici un monostable à couplage collecteur base par capacité. Il faut rendre la durée de l'état métastable proportionnelle à la tension à convertir pour satisfaire au critère principal : la linéarité.

Dans un circuit monostable classique (fig. 3), T_1 est bloqué et T_2 saturé pendant l'état stable.

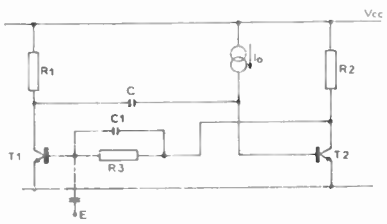


FIG. 3.

L'impulsion de déclenchement est appliquée sur la base de T_1 et la durée t de l'état métastable vaut :

$$t = \frac{C\Delta V}{I}$$

où ΔV est la variation du potentiel sur le collecteur de T_1.

Trois paramètres permettent de faire varier la durée t. Une variation du courant de décharge conduit à une durée qui lui est inversement proportionnelle.

Il est très pénible d'agir sur la capacité C. Par contre on peut facilement agir sur ΔV.

Le principe du montage est représenté figure 4.

Au repos, T_2 est saturé par le courant fixe I_0. Un générateur de courant variable I_c est placé dans l'émetteur de T_1 et permettra d'agir sur ΔV.

La diode D dévie I_c à la masse et fixe le potentiel d'émetteur de T_1. Lorsque T_2 est saturé, la source de

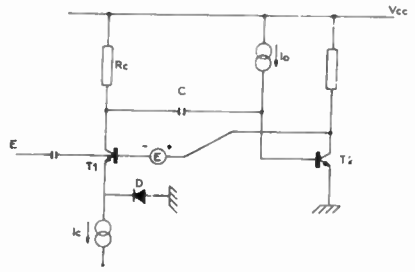


FIG. 4.

tension E assure le blocage de T_1 donc $V_{CT1} = V_{CC}$ avec V_{CT1} = tension collecteur de T_1.

Lorsqu'arrive une impulsion de déclenchement plaçant le système dans l'état métastable où T_2 est bloqué et T_1 conducteur, la diode D est prise en inverse et I_c passe dans T_1.

V_{CT1} devient alors :

$$V_{CT1} = V_{CC} - \alpha_1 R_C I_C + R_C I_0$$

avec α_1 gain de courant de T_1 en montage base commune.

Soit $\Delta V = V_{CC} - V_{CT1} = \alpha_1 R_C I_C - R_C I_0$

$$t = \frac{\alpha_1 R_C I_C C}{I_0} - CR_C$$

la durée varie linéairement avec I_c, mais on note la présence d'un seuil (CR_C).

La figure 5 donne un exemple de réalisation d'un tel monostable. En attaquant sur T_4, on permet l'apparition transitoire d'un ΔV important (de l'ordre de

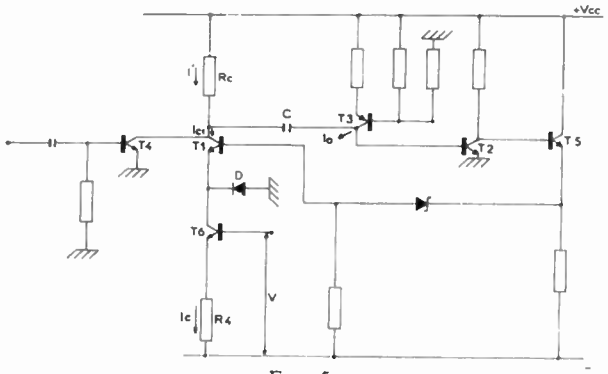


FIG. 5.

grandeur de la tension d'alimentation), assurant un bon déclenchement quel que soit le courant de commande I_c.

T_1 et T_2 constituent le monostable,

T_3 est le générateur de courant constant I_0,

T_5 est un abaisseur d'impédance,

T_6 est le générateur de courant variable.

3.2. Fonction de transfert

Calculons de manière plus précise la fonction de transfert. Appelons β les gains de courant des transistors T_1 et T_6.

On a :

$$I_C = \frac{V - V_{BE4}}{R_4} = \frac{v}{R_4}$$

$$I_{C_1} = I_C\left(1 - \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\beta}\right) = \frac{v}{R_4}\left(1 - \frac{2}{\beta}\right)$$

$$I' = I_{C_1} - I_0$$

$$\Delta V = R_C I' = \frac{R_C v}{R_4}\left(1 - \frac{2}{\beta}\right) - R_C I_0$$

$$t = \frac{CR_c}{R_4 I_0}\left(1 - \frac{2}{\beta}\right) v - CR_c.$$

Supposons que, dans le domaine d'utilisation, la variation de β soit telle que l'on puisse poser :

$$\frac{1}{\beta} = b\left(1 - \frac{I_c}{I_1}\right) = b\left(1 - \frac{v}{R_4 I_1}\right)$$

$$t = \frac{CR_c}{R_4 I_0}\left[1 - 2b + \frac{2vb}{R_4 I_1}\right] v - CR_c. \qquad (2)$$

4. Amélioration des performances et résultats

L'expression des deux fonctions de transfert de conversions montre qu'elles n'ont pas une linéarité suffisante pour l'utilisation en mesure précise ou en transmission. D'autre part les tolérances sur les composants ne permettent pas une connaissance précise de la pente de conversion et la dérive de tels montages peut être prohibitive.

Le meilleur moyen pour obtenir un outil de mesure qui soit à la fois stable et précis, c'est-à-dire un élément dont la pente de conversion ne soit pas affectée par la dispersion ou la dérive des éléments, consiste à inclure cet outil dans un système bouclé.

Notons que la boucle doit être globale et que le taux de réaction doit dépendre du minimum d'éléments dont les composants doivent être stables et calibrés. Il faut comparer la tension d'entrée elle-même à une tension exactement proportionnelle au contenu du signal de sortie. Dans le cas de ces conversions, cette tension devra être rigoureusement proportionnelle soit à la fréquence soit à la durée des impulsions de sortie.

Pour obtenir la conversion du signal en tension, on utilise un filtre passe-bas dont l'atténuation dans la bande passante désirée doit être la plus constante possible et le réjection pour les fréquences de sortie la plus grande possible. Pour la conversion de tensions continues une simple cellule RC placée après calibration des impulsions est suffisante.

Les figures 6*a* et 6*b* donnent les blocs-diagrammes des systèmes utilisés. Pour juger des performances de telles conversions, nous reprendrons les critères énoncés au début de cette description.

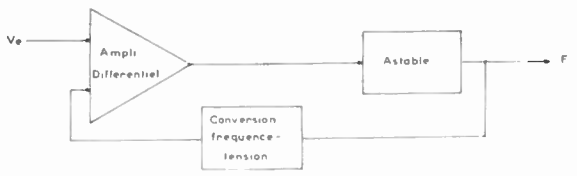


FIG. 6*a*.

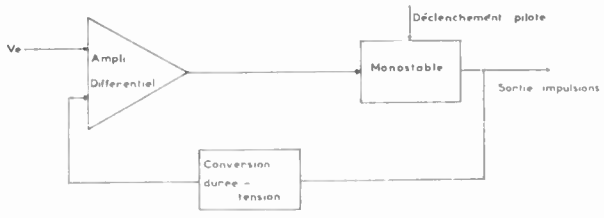


FIG. 6*b*.

4.1. LINÉARITÉ

a) Conversion tension-fréquence.

Soit v la tension de commande du générateur de courant, G le gain de tension de l'amplificateur comparateur :

$$v = G(V_e - V_r)$$

avec V_e tension d'entrée à convertir et

V_r tension à la sortie du filtre.

$V_R = kF$, k = fonction de transfert de la conversion fréquence-tension.

En reprenant la fonction de transfert (1) et en négligeant a (cas pessimiste où l'on suppose disposer d'un générateur de courant utilisant un transistor dont le gain est indépendant du courant).

$$V_e = kF + \frac{V_0 F C_1 R_4}{G\alpha_0(1 - Ft_2)}$$

Posons :

$$\frac{V_0 C_1 R_4}{G\alpha_0} = \phi$$

V_e s'écrit :

$$V_e = kF + \frac{\phi F}{1 - Ft_2}. \qquad (3)$$

Pour pouvoir chiffrer la linéarité et la précision, nous devrons évaluer l'écart de cette fonction avec une fonction parfaitement linéaire :

$V = k_1 F$ exprime la fonction de transfert désirée.

L'erreur relative s'écrit :

$$\varepsilon_r = \frac{(k - k_1)F + \dfrac{\phi F}{1 - Ft_2}}{k_1 F}$$

$$\varepsilon_r = \frac{k - k_1}{k_1} + \frac{\phi}{(1 - Ft_2)k_1}.$$

L'erreur relative étant une fonction croissante de F, il est évident que, pour la réduire, on réglera la conversion de façon que l'erreur soit la même en valeur absolue aux deux extrémités de la gamme (fig. 7)

$$\varepsilon_{r(F\max)} + \varepsilon_{r(F\min)} = 0$$

$$k\varepsilon_{r(F\max)} = k - k_1 + \frac{\phi}{1 - F_{\min} t_2}$$

$$k_1 \varepsilon_{r(F\min)} = k - k_1 + \phi$$

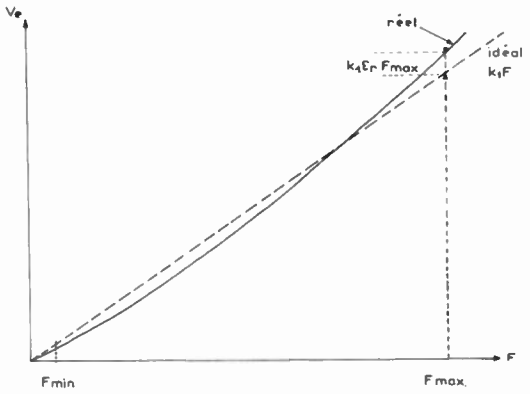


FIG. 7.

si on suppose que l'on se fixe la $F_{\max}$ utilisable telle que $t_{1\min} = 9\, t_2$, on a

$F_{\max} \times t_2 = 0{,}1$

$K\,\varepsilon_{r(F\max)} = k - k_1 + 1{,}11\,\phi$, $K\varepsilon_{r(F\min)} = k - k_1 + \phi$

$\varepsilon_{r(F\max)} + \varepsilon_{r(F\min)} = 0$ donne :

$0 = 2(k - k_1) + 2{,}11\,\phi$

$k_1 = k + 1{,}055\,\phi$

d'où $\qquad |\varepsilon_{r\,\max}| = 0{,}055\,\dfrac{\phi}{k_1}$.

4.1.1. *Application numérique à une réalisation simple*

$$\phi = \frac{V_0 C_1 R_4}{G\alpha_0}$$

$F_{\max} = 100$ kHz $\quad (t_2 = 1\,\mu s \quad Ft_2 \leqslant 0{,}1)$

$k \# 1$ V/100 kHz $= 10$ Vμs

$R_4 = 1$ kΩ $\qquad G = 10^3$

$C_1 = 1\,500$ pF $\qquad V_0 = +8$ V $\qquad \alpha = 0{,}98 \# 1$

$$\phi = \frac{8 \times 1{,}5 \times 1}{10^3 \times 1} = 12 \cdot 10^{-3}\ \text{V}\mu\text{s}$$

$$|\varepsilon_{r\,\max}| = 0{,}055\,\frac{12 \cdot 10^{-3}}{10} \# 7 \cdot 10^{-5}.$$

L'erreur absolue maximale sera évidemment obtenue pour la fréquence maximale pour laquelle elle vaudra :

$$\varepsilon_{abs} = 7\cdot10^{-5} \times 100 \times 10^{3} = 7 \text{ Hz}$$

La linéarité différentielle est l'erreur relative entre la dérivée de la fonction $V_e(F)$ et le nombre k_1

$$\varepsilon' = \frac{\dfrac{dV_e}{dF} - k_1}{k_1} \# \frac{\dfrac{dV_e}{dF} - k_1}{k}$$

$$= \frac{\phi}{k}\left[\frac{1}{1-Ft_2} + \frac{Ft_2}{(1-Ft_2)^2} - 1{,}05\right]$$

ε' sera maximale pour la fréquence maximale. Cette constatation est d'ailleurs évidente sur la figure 7.

$$\varepsilon'_{max} = \frac{\phi}{k}\left[\frac{1}{0{,}9} + \frac{0{,}1}{0{,}81} - 1{,}055\right] \# 0{,}18\,\frac{\phi}{k}$$

$$= 0{,}18 \times 12\cdot10^{-4}$$

$$\varepsilon'_{max} \# 2{,}2\cdot10^{-4}.$$

4.2. Conversion tension-durée

Reprenons la formule (2) donnant la fonction de transfert de cette conversion.

En supposant que le réglage de la polarisation de l'amplificateur comparateur permette de compenser (pour une tension nulle à l'entrée) le terme constant CR_c de la même manière qu'on a supposé compenser le seuil V_{BE} du générateur de courant, nous pouvons poser :

$$t = Av\left(\alpha + \frac{v}{V}\right)$$

avec : $A = \dfrac{CR_c}{R_4 I_0}$ $\alpha = 1-2b$ $\dfrac{1}{V} = \dfrac{2b}{R_4 I_1}$

$v = G(v_e - kt)$ en appelant k la fonction de transfert de la conversion durée-tension et G le gain de tension de l'amplificateur.

$$t = A\alpha G v_e - A\alpha G k t + \frac{A}{V}G^2 v_e^2 + \frac{A}{V}G^2k^2t^2 - \frac{2A}{V}G^2kt\,v_e.$$

On obtient, tous calculs faits :

$$t \# \frac{v_e}{k}\left[\frac{AGk\alpha}{1+AGk\alpha} + \frac{AG^2kv_e}{V(1+AGk\alpha)^3}\right] \qquad (4)$$

que l'on peut écrire :

$$t = Kv_e + ev_e^2.$$

Cherchons l'écart ε avec une droite $t_0 = K_1 v_e$ de la même façon que nous l'avons fait pour la conversion tension-fréquence.

$$\varepsilon_r = \frac{t_0 - t}{t} = \frac{(K_1-K)v_e - ev_e^2}{Kv_e} = \frac{K_1 - K - ev_e}{K}.$$

L'écart relatif est une fonction décroissante de v_e. Ecrivons que

$$\varepsilon_r(v_{e=0}) + \varepsilon_r(v_{e\ max}) = 0$$

avec

$$\frac{K_1-K}{K} + \frac{K_1-K}{K} - \frac{e}{K}v_{e\ max} = 0$$

$$K_1 = K + \frac{ev_{e\ max}}{2} \qquad \varepsilon_{r\ max} = \frac{ev_{e\ max}}{2K}$$

avec $e = \dfrac{AG^2}{V(1+AGk\alpha)^3}$ $K = \dfrac{AG\alpha}{1+AGk\alpha}$.

On obtient :

$$\varepsilon_{r\ max} = \frac{Gv_{e\ max}}{2\alpha V(1+AGk\alpha)^2}.$$

4.2.1. *Application numérique*

Soient :

$$e = \frac{AG^2}{V(1+AGk\alpha)^3} \text{ et } K = \frac{AG\alpha}{1+AGk\alpha}.$$

Fréquence d'échantillonnage 1 kHz ; hauteur des impulsions avant intégration 5 V ; $k = 5$ mV/μs. Avec $C = 22$ nF ; $R_c = 400\ \Omega$; $R_4 = 200\ \Omega$ et $I_0 = 0{,}2$ mA, on obtient :

$$A = \frac{CR_c}{R_4 I_0} = \frac{22\times0{,}4}{200\times0{,}2} = 0{,}22\ \mu\text{s/mV}$$

donc $Ak \# 1$ $t_{max} = 500\ \mu$s $v_{e\,max} \# 2{,}5$ V

Gain β à $I_{min} = 20$ Gain β à $I_{max(10\,mA)} = 40$

d'où $\dfrac{1}{\beta} = 0{,}05\left(1 - \dfrac{I_c}{10}\right) \Longrightarrow b = 0{,}05$

$\alpha = 1-2b = 0{,}9$ et $I_1 = 10$ mA

$$\frac{1}{V} = \frac{2b}{R_4 I_1} = \frac{2\times0{,}05}{0{,}2\times10} = \frac{1}{20} \quad V = 20\text{ V} \quad G = 10^3$$

$$\varepsilon_{rmax} = \frac{10^3\times2{,}5}{2\times20\times0{,}9(1+10^3\times0{,}9)^2} \# \frac{2{,}5\times10^{-3}}{2\times20\times0{,}9\times0{,}81}$$

$\varepsilon_{rmax} \# 8{,}5\cdot10^{-5}$.

Avec un générateur de courant meilleur, par exemple :

$\beta = 20$ à $I = 100\ \mu$A $\beta = 30$ à $I = 10$ mA

$$\frac{1}{\beta} = 0{,}05\left(1 - \frac{I_c}{30}\right) \qquad b = 0{,}05 \qquad \alpha = 0{,}9$$

$$\frac{1}{V} = \frac{2 \times 0{,}05}{0{,}2 \times 30} = \frac{1}{60} \qquad \varepsilon_{r\,\max} \# 3 \cdot 10^{-5}$$

$\varepsilon_{r_{\max}}$ est l'erreur relative maximale sur la mesure de la grandeur à convertir. La précision découle directement du calcul précédent puisque ε_r est maximal pour $v_{e_{\max}}$.

$$\varepsilon_{absolue\,\max} = \varepsilon_{r\,\max} \frac{v_e}{k} = 3 \cdot 10^{-5} \times \frac{2{,}5}{5 \cdot 10^{-3}} = 15\,\text{ns}$$

pour une valeur absolue de $T_{\max}$ de 500 μs.

Pour connaître la linéarité différentielle, évaluons

$$\varepsilon' = \frac{\dfrac{dt}{dv_e} - K_1}{K_1} \# \frac{\dfrac{dt}{dv_e} - K_1}{K} = \frac{K + 2ev_e - K_1}{K}$$

ε' est maximal pour $v_{e_{\max}}$

$$\varepsilon'_{\max} = \frac{K + 2ev_{e\max} - K - \dfrac{ev_{e\max}}{2}}{K} = \frac{3ev_{e\max}}{2K} = 3|\varepsilon_{r\max}|$$

$$\varepsilon'_{\max} \# 9 \cdot 10^{-5}$$

5. Stabilité

5.1. Conversion tension-fréquence

En ayant supposé que le V_{BE} du générateur de courant était compensé par la polarisation de l'amplificateur, on a $V_e = kF$ (voir formule 3). Cependant pour étudier la dérive, il est préférable d'expliciter :

$$F = \frac{1}{k_1}\left(V_e - \frac{V_{BE}}{G}\right)$$

en ramenant ce V_{BE} à l'entrée de l'amplificateur :

$$\frac{dF}{F} = -\frac{dk_1}{k_1} + \frac{d\left(V_e - \dfrac{V_{BE}}{G}\right)}{k_1 F} = -\frac{dk_1}{k_1} + \frac{1}{k_1 F}\left(dV_e + \frac{dV_{BE}}{G}\right)$$

dV_e est la dérive ramenée à l'entrée de l'amplificateur lui-même.

5.1.1. *Stabilité en température* (3)

$dV_{BE} = -2$ mV/°C $\quad dV_e = \pm 5\,\mu$V/°C $\quad G = 10^3$

Dans le cas le plus pessimiste :

$$dV - \frac{dV_{BE}}{G} = +7\,\mu\text{V/°C}$$

$$\frac{dk_1}{k_1} \# \frac{dk_1}{k} = \frac{dk}{k} + 1{,}055\frac{d\phi}{\phi}\,\frac{\phi}{k}$$

$$\phi = \frac{V_0 C_1 R_4}{G}$$

la dérive sur ϕ est due presque totalement à la variation du gain

$$\frac{d\phi}{\phi} \# -\frac{dG}{G}\,.$$

Pour un amplificateur rudimentaire :

$$\frac{dG}{G} = 10^{-3}/°\text{C}$$

$$\frac{dk_1}{k} \# \frac{dk}{k} + 1{,}6 \cdot 10^{-6}/°\text{C}\,.$$

L'étude de la dérive de la fonction k, fonction de transfert de la conversion fréquence-tension, montrera que le 2e terme est négligeable par rapport au terme dk/k. Cette fonction est obtenue par la calibration en largeur et en hauteur de l'impulsion de référence avant le filtre, suivant un schéma du type représenté figure 8.

On a $k = H\tau$

$$\frac{dk}{k} = \frac{dH}{H} + \frac{d\tau}{\tau}\,.$$

Il faut donc diminuer le plus possible ces deux termes. Le premier peut être réduit en utilisant une diode Zener à coefficient de température très faible.

En se reportant à la figure 7, on peut écrire :

$$H = V_Z \frac{R}{R + R_Z} + H_A \frac{R_Z}{R + R_Z}$$

en assimilant la diode Zener à un générateur de tension V_Z et d'impédance interne R_Z.

On a $H_A = V - V_{BE}$.

Avec une tension d'alimentation $V = +15$ V telle que

$$\frac{dV}{V} = +10^{-4}/°\text{C}\,,$$

on obtient $dV = +1{,}5$ mV/°C, donc $dH_A = 3{,}5$ mV/°C

$$\frac{dH}{H} \# \frac{dV_Z}{H} + \frac{dH_A}{H}\,\frac{R_Z}{R} \# \frac{dV_Z}{V_Z} + \frac{dH_A}{H}\,\frac{R_Z}{R}\,.$$

Avec une diode Zener 1N3155, on a :

$$\frac{dV_Z}{V_Z} = \pm 5 \cdot 10^{-5}/°\text{C}\ ; \quad V_Z = 8{,}4\ \text{V} \ \text{et} \ R_Z = 15\ \Omega.$$

On peut la polariser avec $R = 680\ \Omega$ (aux alentours de 10 mA), on obtient :

$$\frac{dH}{H} \# +5 \cdot 10^{-5} + \frac{3{,}5 \cdot 10^{-3}}{8{,}4} \times \frac{15}{680}/°\text{C} \ \# 6 \cdot 10^{-5}/°\text{C}.$$

On peut, d'autre part, utiliser comme durée τ de l'impulsion calibrée l'impulsion de l'astable de durée t_1 approximativement constante. Cependant la dérive

$d\tau/\tau$ obtenue peut difficilement être rendue plus petite que 10^{-4}/°C.

D'autre part, la variation de fréquence de l'astable peut entraîner une variation de la durée τ, ce qui nuit évidemment à la linéarité.

Il paraît donc préférable de prévoir un outil d'étalonnage en durée de l'impulsion avant la conversion fréquence-tension.

En utilisant un monostable fournissant des impulsions de durée stable en fonction de la température [5] on peut obtenir :

$$\frac{d\tau}{\tau} < 4 \cdot 10^{-5}/°C .$$

On a donc : $\frac{dk}{k} = \pm 10^{-4}/°C$.

On en déduit : $\frac{dk_1}{k_1} \# \frac{dk}{k}$

donc $$dF = \pm\frac{dk}{k}F + \frac{1}{k_1}(dV_e - dV_{BE})$$

$$\Delta F/°C = \pm 10^{-4}F + 0{,}7 \text{ Hz} .$$

La dérive constante due à l'amplificateur étant inférieure au dernier chiffre significatif de la mesure de la fréquence, son influence, même pour les faibles valeurs de la tension à convertir, est négligeable. On a ainsi :

$$\frac{\Delta F}{F}/°C = \pm 10^{-4} .$$

En fait, ce calcul est pessimiste car une réalisation expérimentale très simple qui ne comportait aucun étalonnage de l'impulsion, en durée ou en hauteur, a donné, entre 0 °C et +40 °C,

$$\frac{\Delta F}{F} = +9 \cdot 10^{-5}/°C$$

bien que la dérive de l'amplificateur utilisé soit bien supérieure à celle supposée dans l'étude qui précède.

5.1.2. *Stabilité en fonction de la tension d'alimentation*

Dans une réalisation identique à la précédente mais utilisant une calibration de la hauteur par diode Zener, l'étude de la dérive en fonction des variations de la tension d'alimentation montre que l'on obtient

$$\frac{\Delta F}{F} = 0{,}1 \frac{\Delta V}{V} .$$

Cette influence est due à la dérive du point de fonctionnement de l'amplificateur et à la variation de la durée τ (sensibilité du monostable à la tension d'alimentation), la variation de la hauteur H étant négligeable si on utilise un étalonnage par diode Zener.

5.2. Conversion tension-durée

5.2.1. *Stabilité en température* [3]

La formule (4) peut s'écrire, en faisant apparaître l'influence du V_{BE} du générateur de courant et en négligeant, pour l'étude en température, le terme en V_e^2 :

$$F = \frac{1}{k}\left(\frac{X}{1+X}\right)\left(V_e - \frac{V_{BE}}{G}\right) \text{ avec } X = AGk\alpha$$

k étant la fonction de transfert de la conversion durée-tension :

$$\frac{dt}{t} \# -\frac{dk}{k} + \left(d\frac{X}{1+X}\right) + \frac{dV_e - \frac{dV_{BE}}{G}}{kt} .$$

On a $$d\left(\frac{X}{1+X}\right) \# \frac{dX}{X^2} .$$

$Ak\alpha$ étant de l'ordre de grandeur 1 et variant peu, on voit que

$$\frac{dX}{X^2} \# \frac{dG}{G^2} = 10^{-6}/°C ,$$

si on utilise le même amplificateur que pour la conversion tension-fréquence. La dérive de l'amplificateur aura, comme dans le cas de la première conversion, un effet négligeable.

C'est donc la stabilité de la fonction de transfert de la conversion durée-tension qui déterminera celle de la conversion tension-durée.

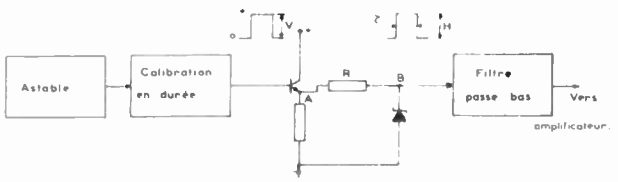


Fig. 8.

Sur la figure 8*a*, on a dessiné la forme d'onde de l'impulsion avant intégration.

On a : $k = HF_0$.

Donc $$\frac{dk}{k} = \frac{dH}{H} + \frac{dF_0}{F_0} .$$

Si le monostable est piloté par un quartz, on s'aperçoit que c'est la stabilité de la hauteur de l'impulsion qui sera déterminante.

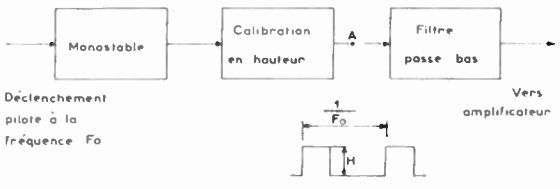


Fig. 8*a*.

En utilisant un étalonnage par double Zener comme sur la figure 8*b*, on peut, en choisissant par exemple :

$$\frac{dV_{z1}}{VZ_1} = \pm 5 \cdot 10^{-5}/°C \quad \text{et} \quad \frac{dV_{z2}}{VZ_2} = \pm 5 \cdot 10^{-6}/°C$$

obtenir $$\frac{dH}{H} \# \pm 10^{-5}/°C$$

donc $$\frac{dt}{t} \# \pm 10^{-5}/°C$$

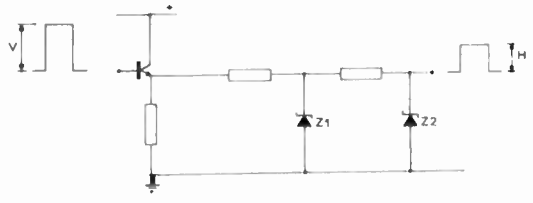


FIG. 8*b*.

5.2.2. *Influence de la tension d'alimentation*

En fonction de la tension d'alimentation, la stabilité de la conversion tension-durée ne peut être que meilleure que celle de la conversion tension-fréquence puisqu'on supprime un des facteurs dépendant de cette tension d'alimentation ; la durée τ du monostable d'étalonnage pour le remplacer par la fréquence F_0 du déclenchement pilote qui est, elle, insensible à la tension d'alimentation.

6. Dynamique et bande passante

6.1. CONVERSION TENSION-FRÉQUENCE

Si on ne tient pas compte de la bande passante (mesure de tensions continues par exemple), la dynamique n'est limitée que par l'outil de conversion lui-même, c'est-à-dire l'astable. La fréquence maximale est en effet imposée par la valeur de la durée constante t_2, et la linéarité désirée.

La limite inférieure de la fréquence est due, en premier lieu, à la décharge de la capacité par le courant de fuite (I_{CBO}) du transistor.

Cependant remarquons que la fréquence de coupure du filtre passe-bas doit lui être inférieure, tout en étant plus grande que la fréquence maximale de la tension d'entrée. Il y a donc entre la dynamique et la bande passante une relation de la forme :

Dynamique × bande passante < Fréquence maximale.

Notons ici l'importance de la pente de coupure de la caractéristique du filtre. Dans la réalisation simple dont on a examiné les performances, on obtient par exemple : dynamique > 10^3,

F_{max} = 100 kHz,

Bande passante = 30 Hz.

6.2. CONVERSION TENSION-DURÉE

La fréquence de coupure du filtre doit être inférieure à la fréquence du déclenchement et, comme dans tout échantillonnage, la bande passante théorique est au maximum la moitié de la fréquence de découpage.

La fréquence du déclenchement ne peut être évidemment supérieure à la limite imposée par la durée maximale c'est-à-dire :

$$t_{max} = \frac{C\Delta V}{I_0} \qquad \text{avec } \Delta V \# V_{cc} .$$

La durée minimale correspond à une variation ΔV très faible et le rapport signal/bruit dans l'amplificateur n'est plus très grand.

La relation suivante lie les différentes paramètres de cette conversion :

$$\frac{1}{t_{min} \times D} > F_0 > 2B$$

où D est la dynamique, F_0 la fréquence du déclenchement et B la bande passante. Dans le cas de la réalisation citée plus haut, on a obtenu avec

F_0 = 1 kHz et B = 250 Hz :

$T_{min} < 0{,}5\ \mu s$ et $D > 10^3$.

7. Applications

7.1. VOLTMÈTRES NUMÉRIQUES

7.1.1. *Conversion tension-fréquence*

Pour un voltmètre numérique continu, la bande passante n'a aucune importance et doit, au contraire, être réduite au minimum compatible avec une vitesse de lecture suffisante, de façon à éliminer le plus de bruit possible.

La dynamique n'a pour limitation que des considérations technologiques et peut facilement atteindre $3 \cdot 10^3$.

Ceci n'a d'intérêt que parce que la linéarité permet de faire confiance au dernier chiffre affiché.

Pour obtenir l'affichage numérique, les impulsions de sortie de la conversion sont comptées pendant un temps T correspondant à l'ouverture d'une porte. En choisissant T égal à un multiple de la période du secteur alternatif, on élimine le bruit parasite à 50 Hz [4]. La précision et la stabilité en température permettent, à partir de ce montage simple, d'afficher *4 chiffres* (avec étalonnage pour être sûr du dernier chiffre à la température d'utilisation (stabilité de 10^{-4} par degré C).

Sans étalonnage, les quatre chiffres peuvent être utilisés pour des mesures comparatives.

7.1.2. *Conversion tension-durée*

Comme l'étude de la stabilité a pu le faire pressentir, ce montage a des performances qui permettent une réalisation de classe supérieure. Pour obtenir l'affi-

chage numérique, il suffit d'envoyer sur une porte une fréquence d'horloge et la durée du monostable. En isolant un des trains obtenus, on peut compter un nombre d'impulsions proportionnel à la durée t, donc à la grandeur à convertir. Le monostable doit être déclenché à fréquence fixe et il est avantageux d'utiliser la même horloge dont la fréquence est divisée convenablement pour le déclenchement. En effet, un glissement de fréquence de cette horloge n'entraînera pas de variation du nombre affiché N puisque $N = tF = a\,tF_0$ avec a = rapport de division entre la fréquence d'horloge et la fréquence de déclenchement. Or la conversion tension-durée assure, en fait, la proportionnalité entre v_e et le produit tF_0, donc si v_e est constant, le nombre N affiché ne dépend pas de la fréquence d'horloge. Il s'en suit qu'on peut afficher un chiffre de plus qu'avec la conversion précédente.

7.2. Calcul analogique-numérique

En associant convenablement conversion tension-durée et conversion tension-fréquence, il est possible d'obtenir des éléments de calcul à entrées analogiques et à sortie numérique directe. Cette conception associe la souplesse du calcul analogique à la précision et à la facilité d'exploitation d'une sortie numérique.

7.2.1. *Multiplicateur*

Le principe est illustré figure 9.

En isolant par une logique simple, un train d'impulsions correspondant à une impulsion du monostable, on affiche un nombre proportionnel au produit des deux tensions d'entrée.

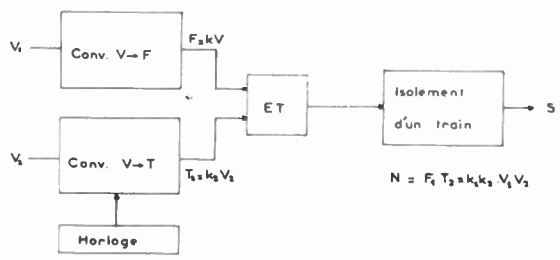


Fig. 9.

7.2.2. *Diviseur*

Le principe est illustré figure 10.

Le monostable de la conversion tension-durée par les impulsions de sortie de la conversion tension-fréquence. On trouve sur le schéma les formules explicitant le calcul effectué. La logique d'affichage est identique.

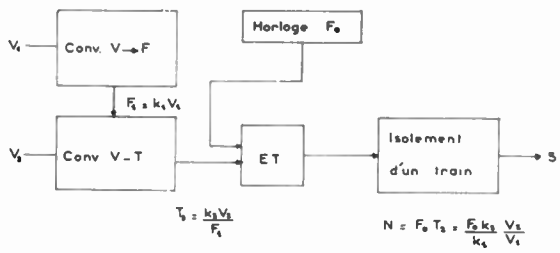


Fig. 10.

7.2.3. *Extension possible*

Le bloc-diagramme de la figure 11 montre le calcul d'une fonction du type xy/z, où x, y, z sont les tensions d'entrée.

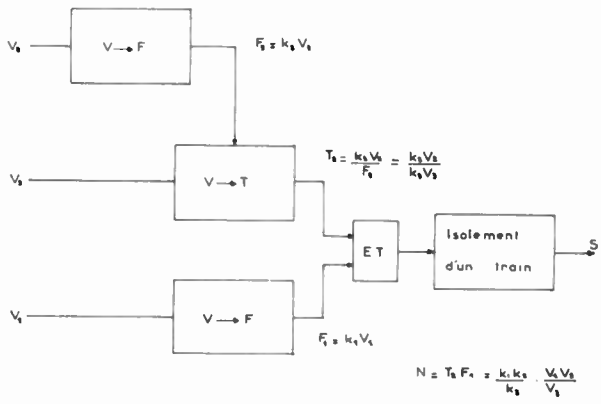


Fig. 11.

8. Conclusion

Nous avons mis en évidence le fait qu'il est possible, à l'aide d'une électronique légère, de réaliser des convertisseurs analogiques-numériques précis et stables ne nécessitant pas de mise au point délicate.

Le principe fondamental de conception de ces appareils est la modification d'un outil classique afin qu'il réponde de façon satisfaisante aux critères nécessaires pour l'utilisation en mesure, puis son insertion dans un système bouclé qui confère à l'ensemble des performances plus que suffisantes.

La rapidité médiocre de ces convertisseurs semble les destiner plus spécialement à des mesures continues ou à des réalisations industrielles, cette dernière application apportant, au surplus, une simplification dans la conception des circuits.

Nous tenons à remercier ici, Monsieur Le Professeur R. Arnal pour l'intérêt constant qu'il a porté à ce travail et pour ses nombreux conseils.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Boyer A., Martinez Y., Hanus G. — Perfectionnement aux convertisseurs électroniques tension-fréquence. Brevet Français N. Rhône, 47 100.

[2] Boyer A., Martinez Y., Hanus G. — Perfectionnement aux convertisseurs tension-durée utilisés en électronique. Brevet Français PV Rhône, 47 504.

[3] Hanus G. — Thèse Lyon, 1966.

[4] Bill G. Kay. — *Electronics*, avril 1966. Selecting the right digital voltmeter.

[5] Martinez Y. — Stabilisation en température d'un montage monostable. *Onde Electrique*, octobre, 1966, p. 1130.

AUTOMATISATION DE LA FABRICATION ET DU TEST DES CIRCUITS MICROMODULES à l'Usine IBM France de Corbeil-Essonnes

PAR

Y. POUPON
Ingénieur ESEEHT,
Directeur Adjoint

ET

J.F. MEGROT
Ingénieur A. et M.,
Chef du Département Equipements

de l'Usine IBM France, de Corbeil-Essonnes

Avant-Propos

L'usine I.B.M. de Corbeil-Essonnes qui avait vécu, depuis 1945, *les évolutions imposées par le développement des techniques de conception des ordinateurs et de leurs circuits, a franchi, en* 1965, *une nouvelle étape qui devait modifier complètement sa physionomie.*

Dans le cadre du lancement de la 3e *génération d'ordinateurs, les* 360, *Essonnes se voyait confier la mission de fabriquer en grande série les micromodules qui équipent ces nouvelles machines.*

Pour faire face aux besoins de nombreux pays du monde et approvisionner en micromodules Montpellier et plusieurs usines européennes devant produire des ordinateurs 360, *l'usine de Corbeil-Essonnes allait passer, en un temps record, des méthodes de laboratoire à la pré-série pour en arriver à une fabrication atteignant un haut degré d'automatisation.*

Les micromodules que les 3 000 *ingénieurs, techniciens et opérateurs d'Essonnes fabriquent quotidiennement traversent nos frontières. La nouvelle usine d'IBM Italie produit en grande série, à Vimercate, un ordinateur de la série* 360 *: le modèle* 20. *Cet ordinateur est équipé de micromodules comme le sont les modèles* 30 *fabriqués en Allemagne à Mayence, comme le sont également les petits ordinateurs scientifiques que l'usine de Greenock, en Ecosse, monte et met au point.*

Une autre usine française, IBM Montpellier, joue également un rôle important au sein de la communauté européenne : à la fin de l'année 1966, *après* 18 *mois d'existence, elle avait déjà produit plus de* 300 *ordinateurs* 360 (*modèle* 40 *et* 50) *et en avait exporté* 80 %. *Elle fabrique également tous les dérouleurs de bandes (mémoires à bandes magnétiques) ainsi qu'un type d'imprimante, toutes machines qui entrent dans la composition des ordinateurs* 360 *montés à Vimercate, Mayence ou Greenock. Montpellier exporte même vers les Etats-Unis un lecteur de bande perforée conçu en France, au Centre d'Etudes et de Recherches IBM de La Gaude, près de Nice.*

Avec Corbeil-Essonnes et Montpellier, dont les fabrications sont exportées vers plus de 80 *pays, IBM France figure parmi les premiers exportateurs français.*

1. Introduction

Les ordinateurs IBM de la série 360 utilisent des composants électroniques étudiés spécialement pour eux, en vue d'obtenir une vitesse de fonctionnement élevée, une grande fiabilité indispensable à la réalisation de systèmes très puissants, et un prix de revient minimal.

L'élément de base de la technologie développée par IBM est le micromodule dont nous indiquerons très brièvement les caractéristiques et le procédé de fabrication. Nous décrirons ensuite, de façon plus détaillée, les moyens mis en œuvre à l'Usine IBM de Corbeil-Essonnes pour la fabrication et le test de ces éléments, moyens qui, par leur automatisme très poussé, ont permis une production de masse dans des conditions économiques satisfaisantes.

WRH

2. Description générale du micromodule IBM

Le micromodule IBM condense un circuit complet sous la forme d'une pièce détachée. Généralement, ce circuit comprend des transistors, des diodes et des résistances qui sont assemblés sur un substrat en céramique, comme l'indique l'exemple de la figure 1.

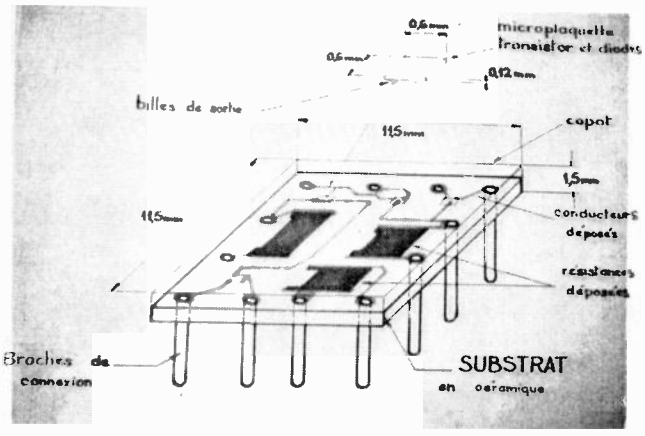


FIG. 1. — Vue d'ensemble du micromodule.

La figure 2 donne le schéma du circuit réalisé sur le micromodule de la figure 1. Nous voyons que la disposition générale permet le test à 100 % des composants utilisés pour s'assurer des performances maximales du circuit.

Les transistors et les diodes se présentent sous la forme de microplaquettes de 0,6 mm de côté ne comportant pas de fils de sortie, mais trois billes de contact qui sont soudées sur le circuit conducteur, imprimé sur le substrat céramique.

On distingue deux types de microplaquettes : un transistor NPN et une double diode (commun côté P) qui se décomposent en un certain nombre de familles permettant l'optimisation des performances circuits.

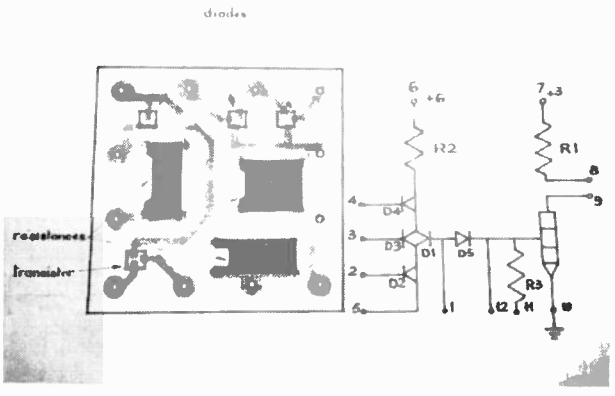


FIG. 2. — Exemple de circuit.

Les micromodules terminés possèdent un capot en métal léger. Ils sont montés sur des circuits imprimés double face dotés d'un connecteur enfichable, comme le montre la figure 3.

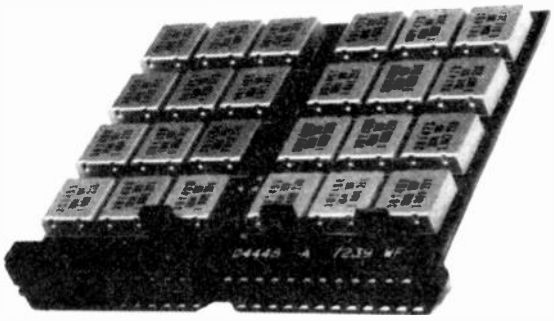


FIG. 3. — Vue d'une carte logique comportant 24 micromodules soudés sur un circuit imprimé.

3. Procédé de fabrication du micromodule IBM

● *Les microplaquettes* diodes et transistors sont réalisées par procédé planaire à partir de barreaux de silicium monocristallin découpés en tranches. L'unité de production est la tranche représentant, en potentiel, 1 000 microplaquettes qui ne seront individualisés par découpe qu'en fin de procédé (voir fig. 4).

FIG. 4. — Vue d'une tranche collée sur un support en plastique et comportant environ 1 000 microplaquettes découpées.

Les techniques utilisées (photogravure, diffusion, métallisation sous vide, etc.) permettent de travailler par lots dans des conditions très économiques, sans faire appel à un automatisme très poussé. Une couche de verre protectrice remplace l'encapsulation classique par embase et capot.

Après découpe de la tranche par un train de scies, chaque microplaquette est testée suivant des paramètres statiques et dynamiques et classée en diverses catégories d'après ses caractéristiques.

● *Les micromodules,* contrairement aux microplaquettes, sont traités individuellement à tous les stades de leur fabrication, ce qui nécessite l'emploi d'équipements automatiques à grande capacité. Les principales étapes du procédé sont les suivantes :

— impression par sérigraphie d'un circuit conducteur sur le substrat en céramique. Une pâte con-

ductrice est forcée par une raclette au travers d'un masque métallique, ajouré suivant la forme du circuit à obtenir ;

— cuisson du circuit dans un four à tapis à une température voisine de 800 °C ;

— impression et cuisson des résistances par une technique similaire en utilisant une pâte de composition différente et des masques métalliques également différents ;

— pose et sertissage de douze broches qui constituent les connexions d'entrée et de sortie du circuit (voir fig. 1) ;

— étamage du circuit par trempé dans un bain de soudure ;

— ajustage des résistances par abrasion : un jet d'alumine très fin enlève une partie de la matière résistante ;

— mise en place des semiconducteurs et soudure des billes sur le circuit du micromodule par passage dans un four à tapis ;

— pose et sertissage d'un capot en métal léger réalisant une protection mécanique et assurant l'étanchéité de l'ensemble grâce à l'adjonction d'un produit siliconé ;

— test du micromodule permettant de vérifier les fonctions du circuit et d'en mesurer les temps de réponse.

Les micromodules sont ensuite posés automatiquement sur *les circuits imprimés*. La soudure des broches du module sur le circuit est effectuée par passage au-dessus d'une vague d'étain fondu. Enfin, un test très complet de l'ensemble ainsi constitué permet d'en vérifier les fonctions logiques.

4. Les machines automatiques de fabrication du micromodule IBM

Les équipements utilisés pour la fabrication des microplaquettes sont en général des appareils du commerce dont les caractéristiques peuvent être obtenues des constructeurs.

Par contre, les équipements automatiques destinés à la fabrication des micromodules ont été développés spécialement par l'IBM et présentent des particularités qui justifient une description détaillée.

Le principe retenu est celui des machines indépendantes, spécialisées dans un type d'opération et alimentées automatiquement par des chargeurs. Cette solution a été préférée à celle d'une ligne intégrée dans laquelle les machines auraient été connectées les unes aux autres, en raison de la complexité du procédé de fabrication et de la très grande souplesse apportée par le concept des machines indépendantes. Ceci n'exclut absolument pas une automatisation très poussée, puisque l'intervention manuelle se limite essentiellement à la manipulation des chargeurs.

Les équipements de fabrication sont des équipements automatiques à séquence du type transfert linéaire ou rotatif, avec boucles d'asservissement locales. Nous passerons en revue certains des dispositifs utilisés sur ces machines et nous nous attarderons sur quelques équipements particulièrement remarquables.

4.1. Dispositifs de chargement et de déchargement de micromodules

Les modules sont stockés dans des chargeurs en alliage d'aluminium extrudé pouvant recevoir 200 pièces. Ces chargeurs sont placés sur des dispositifs standards (voir fig. 5) permettant d'alimenter et de stocker les micromodules respectivement à l'entrée et à la sortie de chacune des machines de la ligne.

Les micromodules se déplacent par gravité, et sont distribués par un mécanisme d'échappement commandé par cellules photoélectriques, à la vitesse maximale de dix pièces à la seconde.

4.2. Les bols vibrants d'alimentation de microplaquettes

Les microplaquettes transistors et diodes sont alimentées automatiquement sur les équipements de test et sur les machines d'assemblage par des bols

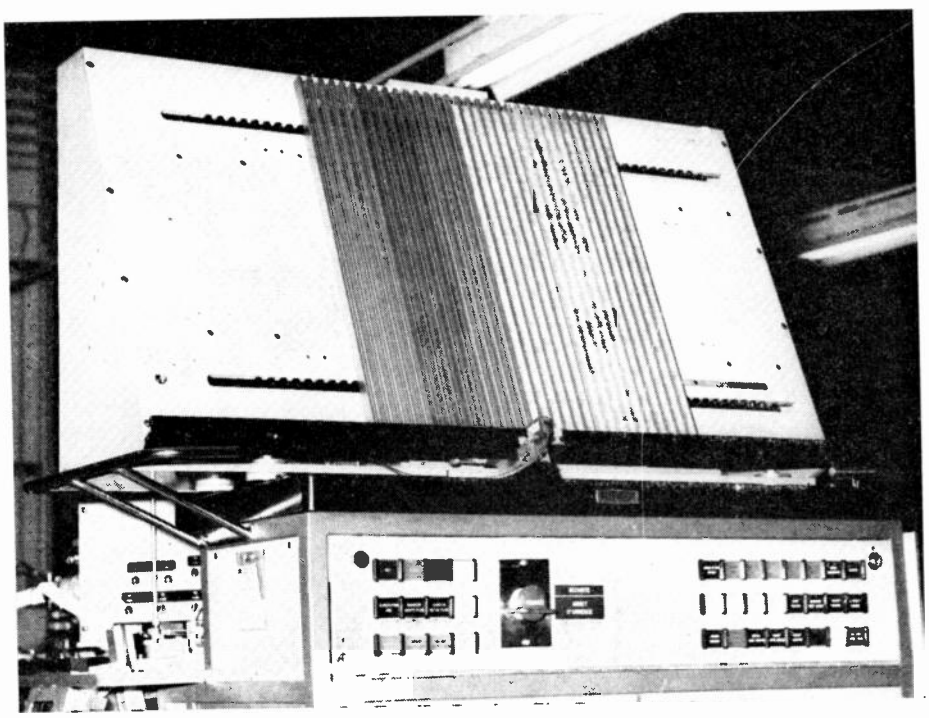


Fig. 5. — Vue d'un dispositif de chargement automatique de micromodules.

à base vibrante, suivant une technique maintenant classique mais poussée, dans ce cas, à des raffinements exceptionnels (voir fig. 6). En effet, les pièces ne sont pas seulement triées en fonction de la position dans laquelle elles se trouvent, mais réorientées grâce à un réseau complexe de rainures, pans coupés, chicanes, etc., ceci à la cadence maximale de dix microplaquettes à la seconde.

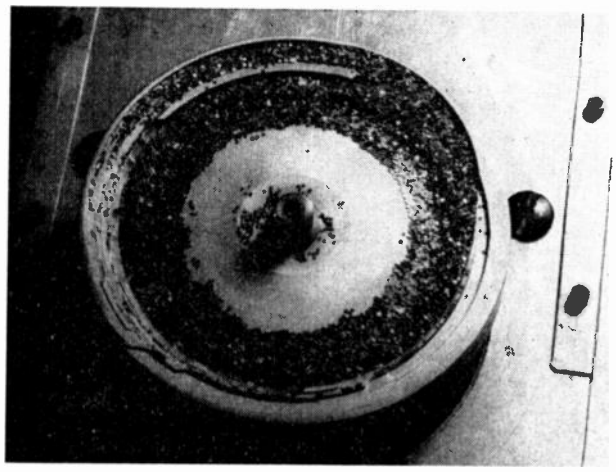


FIG. 6. — Vue d'un vol vibrant réorienteur pour alimentation automatique de microplaquettes transistors et diodes.

Ces bols sont obtenus par copiage électrolytique à partir de pièces maîtresses usinées dans la masse.

4.3. LES MACHINES AUTOMATIQUES D'IMPRESSION DES CIRCUITS

Ces machines fonctionnent sur le principe de la sérigraphie rotative : un carrousel animé d'un mouvement continu entraîne six raclettes en caoutchouc qui glissent dans une rainure circulaire et font passer la pâte conductrice à travers un masque métallique.

Un plateau indexable à six positions amène les micromodules sous le masque, en position d'impression. Le module est d'abord saisi par un bras à dépression à la sortie du dispositif de chargement standard décrit précédemment. Il est déposé entre les doigts de localisation d'une pince porte-pièce solidaire du plateau indexable. Il est alors déplacé par le plateau sous le poste d'impression où un mouvement vertical l'amène en contact avec le masque au moment exact où l'une des raclettes passe sur le masque.

Le plateau indexable amène ensuite le module jusqu'à la sortie de la machine, où il est saisi par un autre bras à dépression qui le dépose sur un tapis, d'où un mécanisme le transfère par rangée de 18 sur le tapis métallique d'un four à passage.

La machine est commandée par un groupe motovariateur agissant sur une série de cames, la prise de mouvement du plateau indexable se faisant par l'intermédiaire d'un embrayage et d'un frein électromagnétique. La vitesse de fonctionnement est d'environ trois pièces à la seconde.

4.4. LES MACHINES AUTOMATIQUES DE POSE DE MICROPLAQUETTES SEMICONDUCTEURS SUR LES MICROMODULES (voir fig. 7)

Ces machines très complexes font appel à une micromécanique extrêmement précise.

Les micromodules, alimentés par le dispositif de chargement déjà décrit, défilent sur une bande transporteuse devant des têtes montées sur des tables XY. Chaque tête pose une microplaquette, sur les doigts étamés du circuit, à un emplacement et avec une orientation pré-déterminés.

Chaque tête est constituée d'un carrousel indexable comportant huit bras équipés de pipettes à dépression. Ces pipettes viennent saisir les microplaquettes à la sortie du bol vibrant orienteur décrit plus haut et les présentent sur un poste de détection puis d'orientation de façon à les poser correctement sur le micromodule.

Des dispositifs de contrôle permettent le recyclage des têtes si un défaut d'alimentation des semiconducteurs se produit.

Cette machine peut être équipée de trois à douze têtes, suivant le type de micromodules à fabriquer.

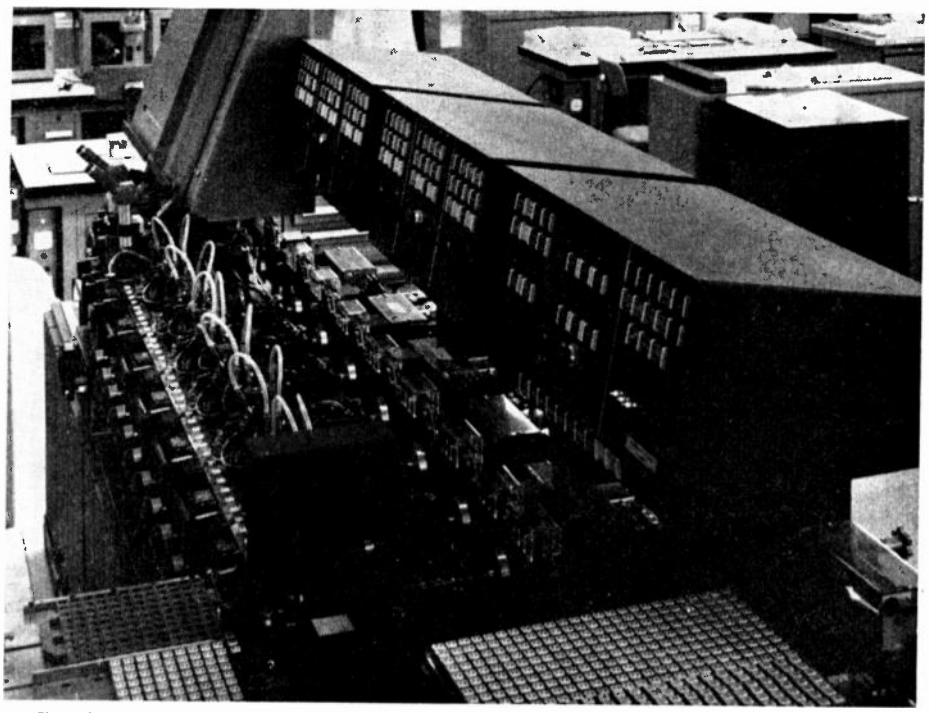


FIG. 7. — Machine automatique de pose des microplaquettes transistors et diodes.

La vitesse de fonctionnement est de l'ordre de deux modules à la seconde.

5. Les équipements automatiques de test

Une caractéristique importante des fabrications que l'on vient de décrire est le nombre et la complexité des tests électriques qu'il est nécessaire d'effectuer, aussi bien pour trier le produit final que pour contrôler les paramètres principaux du procédé et recueillir les informations de mesures utilisées pour les statistiques et l'évaluation de la qualité des produits.

Là encore, l'automatisation s'imposait, mais deux difficultés principales étaient à surmonter : d'une part, laisser aux équipements la grande souplesse requise par la diversité des composants fabriqués, d'autre part, obtenir, à des vitesses de fonctionnement élevées, les précisions nécessaires qui sont de l'ordre de la nanoseconde, du nanoampère et du millivolt.

Nous exposerons brièvement les concepts qui ont été suivis pour atteindre ces objectifs en les illustrant par quelques réalisations typiques, le nombre et la diversité des équipements utilisés étant trop importants pour une description détaillée.

5.1. Structure générale des équipements de test

Dans chaque équipement, on retrouve les fonctions fondamentales suivantes :

a) *Logique de commande et de commutation*

Réalisée en circuits modulaires transistorisés classiques ou, dans certains cas, en circuits avec micromodules, elle transmet aux différents organes les séquences de fonctionnement et commande les commutations des circuits de mesures.

b) *Unité de programme*

Elle fournit les informations spécifiques au test du composant considéré : nombre, déroulement des tests, type et valeur des stimuli de test, limites de tri, contacs à choisir, etc. Nous verrons dans les exemples cités les différentes solutions adoptées.

c) *Générateurs d'environnement et de stimuli*

Ce sont les générateurs des courants, tensions, impulsions qui sont appliqués aux circuits en essai.

Une programmation en mode analogique ou en mode numérique, contrôlée par l'unité de programme, permet d'obtenir les valeurs requises pour les grandeurs corresponsantes.

d) *Stations de test*

Ce sont des capteurs de mesures situés à proximité immédiate des composants en test, ce qui permet d'obtenir la précision nécessaire, principalement pour les mesures de temps de commutation.

Chaque station comprend les circuits de stimuli et de charge correspondant aux spécifications électriques d'un ou d'une famille de composants, ainsi que les circuits convertisseurs adéquats (courant-tension, temps-tension) permettant d'acheminer vers l'unité électronique une grandeur analogique qui, dans tous les cas, est une tension,

Ces stations de test sont amovibles et aisément échangeables assurant ainsi une grande souplesse d'utilisation. Les unités électroniques de contrôle et de mesure peuvent ainsi être standardisées, seules les stations de test étant spécifiques d'un composant donné.

e) *Dispositif de décision et d'édition*

Les tensions de mesure sont comparées aux limites imposées soit en mode analogique (amplificateur différentiel), soit en mode numérique après conversion par un voltmètre numérique. Le premier cas correspond à une décision de tri, tandis que le second permet une édition numérique par connexion à des unités IBM classiques (perforatrices, lecteurs de bandes magnétiques).

f) *Manipulateur automatique*

A chaque équipement sont connectées une ou plusieurs unités automatiques de manipulation contrôlées par l'unité électronique et qui ont pour fonction d'assurer la manipulation des pièces en les amenant en contact avec les stations de test.

5.2. Equipements pour test des semiconducteurs

La diversité de ces appareils est très grande, puisque des tests sont réalisés à de nombreuses phases du procédé, depuis la caractérisation du barreau de silicium monocristallin jusqu'au tri final en plusieurs catégories des microplaquettes terminées.

Le nombre de types de composants étant relativement faible, et les mesures à effectuer étant seulement celles des paramètres caractéristiques de diodes ou transistors, on aboutit à un équipement voisin de celui de la figure 8.

Cet appareil assure le tri final des microplaquettes : vitesse de six par seconde.

On y retrouve les différentes fonctions de base réalisées de la façon suivante :

1) Unité de programme constituée d'un anneau de programme avec aiguillage par matrice à diodes.
2) Programmation des sources en mode analogique par potentiomètres à haut pouvoir de résolution.
3) Commande de priorité du tri sélectif.
4) Quatre stations de test couvrant les 30 à 40 tests effectués sur une microplaquette.
5) Deux manipulateurs automatiques de fonctionnement similaire à celui des équipements de pose des microplaquettes de la figure 7.

La figure 8 montre un équipement analogue utilisé pour s'assurer du bon fonctionnement du parc d'appareils précédent.

On y distingue une unité à bande magnétique IBM 7702 qui, complétée par un voltmètre numérique, permet l'enregistrement des mesures effectuées sur des prélèvements réguliers de microplaquettes déjà triées par les équipements de tri final.

A la fin de chaque contrôle, les bandes magnétiques sont traitées sur un des ordinateurs de l'usine permettant de vérifier immédiatement si les répartitions de tri obtenues correspondent à celles pré-

FIG. 8. — Equipement de test automatique pour contrôle des microplaquettes transistors et diodes.

vues ; le cas contraire indiquerait un mauvais fonctionnement d'un des appareils du parc. Il pourrait donc y être porté remède très rapidement.

5.3. EQUIPEMENT POUR TEST DES MICROMODULES

Sous l'angle test, cette production présente les caractéristiques suivantes :

— Le composant est un circuit, auquel il convient donc de faire subir non seulement des tests de paramètres, mais aussi des tests de fonctions (combinatoires ou séquentielles) ; d'où un nombre de tests relativement élevé : 40 à 50 en moyenne par micromodule.

— Le nombre de types de circuits différents est suffisamment grand pour qu'il soit nécessaire de prévoir une assez grande souplesse d'utilisation.

— La taille des lots de fabrication (plusieurs dizaines de milliers de pièces) permet, par contre, d'accorder un temps d'une fraction d'heure aux opérations de reprogrammation de l'équipement pour un nouveau lot.

La conception de l'équipement de test automatique des micromodules, représenté en figure 9 tient compte de ces caractéristiques. Il permet d'effectuer, à une cadence qui peut atteindre 14 000 pièces à l'heure, la moyenne de 50 tests différents qui sont nécessaires par micromodule.

5.3.1. *Unité de programme*

Elle est constituée d'une unité de mémoire à ferrites de 8 000 positions : les circuits de lecture sont agencés de façon à permettre toutes les 800 µs le transfert d'instructions de contrôle vers la partie logique.

Chaque instruction comprend un certain nombre de mots de contrôle permettant au total 504 informations binaires par instruction. Compte tenu de la capacité de la mémoire, on pourrait ainsi effectuer 111 séquences différentes de test, nombre très suffisant pour l'application envisagée. A chaque nouveau lot, l'entrée en mémoire des informations de test est réalisée par lecture d'une bande perforée. Cette bande est obtenue automatiquement, par ailleurs, sur un ordinateur programmé pour engendrer ces informations à partir des spécifications électriques des circuits.

5.3.2. *Unité de test*

Deux manipulateurs automatiques sont connectés à l'unité de programme. Sur chaque manipulateur, cinq stations de test fonctionnent en parallèle, chacune traitant avec un temps de cycle de 20 µs par test, des types de mesures qui lui sont spécifiques (quatre stations pour les tests paramétriques et fonctionnels, une station pour les mesures de temps).

Les manipulateurs automatiques sont alimentés par chargeurs, comme précédemment exposé. Chacun comporte un plateau indexable à huit positions qui transporte les micromodules aux différentes stations de test.

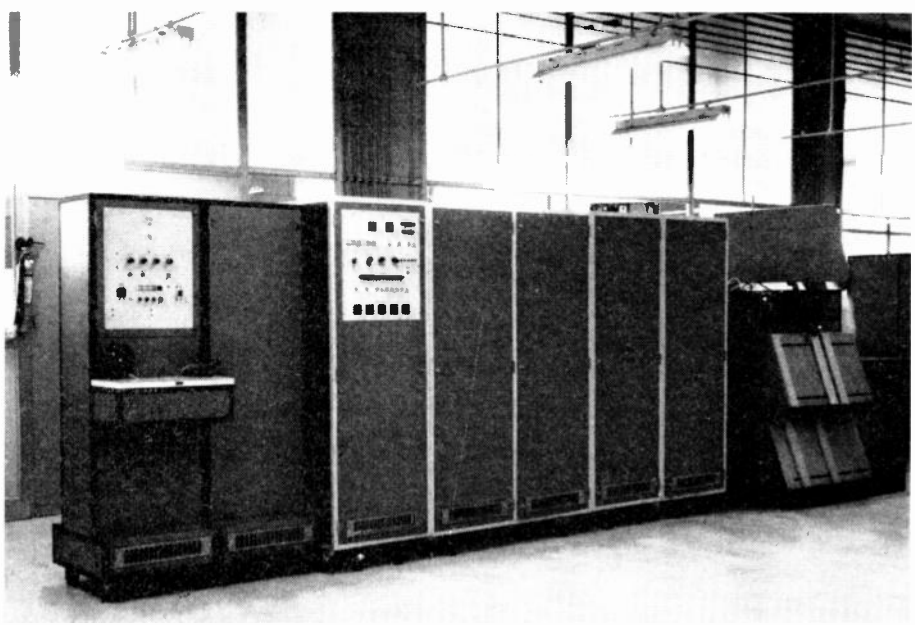


FIG. 9. — Equipement de test automatique des micromodules.

Un déplacement vertical permet à chaque cycle d'insérer les pièces dans un connecteur automatique fixé sur la station de test. Ce connecteur comprend douze contacts mobiles actionnés par la dilatation d'un fin conduit de caoutchouc sous l'action d'une pression d'air. En position de repos, la pression d'air est relâchée, les contacts sont écartés permettant l'insertion aisée des broches du micromodule. En position de travail, la pression est établie et les contacts se serrent sur les broches du micromodule.

Le temps d'indexage est de 360 µs et le temps de test de 200 µs environ, ce qui permet l'optimisation avec deux équipements de manipulation, l'un étant en cycle d'indexage, tandis que l'autre est en cycle de test.

5.4. Equipements de test des cartes logiques

Les problèmes de test deviennent cette fois très complexes. Ils sont caractérisés par les impératifs suivants :

— La carte logique possède 48 broches de connexion et l'on est conduit à effectuer couramment de 1 000 à 2 000 tests pour l'essai du circuit.

— Le nombre de types de circuits différents est très élevé (plus de 2 000), et le volume des lots de fabrication, faible (quelques dizaines à quelques centaines de pièces). Il est donc impératif de pouvoir programmer l'équipement instantanément et sans intervention extérieure à chaque changement de type de circuits.

L'ordinateur apporte, dans ce domaine, une solution originale et très puissante par sa vitesse de traitement d'information qui permet une approche presqu'impossible d'une autre façon.

La figure 10 donne un aperçu de la complexité du système utilisé à Essonnes pour le test final des cartes logiques.

On distingue trois ensembles principaux :

a) *Un ordinateur IBM* 1410 (80 000 positions de mémoire) connecté aux unités périphériques habituelles (console, imprimante, lecteur et perforateur de cartes, lecteurs de bande magnétique).

Il comprend en outre une unité de mémoire à disques modèle 1301 (50 millions de caractères) où sont stockés les divers programmes et les données de test propres à chaque type de circuit.

b) *Trois armoires électroniques* jouant le rôle de convertisseurs analogiques numériques et numériques analogiques, et connectées à trois stations de test. La première est affectée au test de continuité des circuits, la seconde aux mesures d'impédance, la troisième au test des fonctions logiques propres à la carte en essai.

c) *Un transporteur automatique* multistations qui assure l'acheminement des pièces aux différents postes suivants :

— station de chargement comprenant deux postes :

- l'un d'alimentation des cartes,
- l'autre d'alimentation des supports intermédiaires sur lesquels sont enfichées les cartes durant le test,

— station d'identification où, grâce à la lecture d'une carte perforée, on caractérise le lot en essai : type de circuit, nombre de pièces, etc.,

— stations de tests,

— stations d'acceptation ou de rejet,

— station d'éjection.

Nous nous contenterons de donner les grandes lignes du fonctionnement d'un tel ensemble qui, on l'imagine, est très complexe et nécessite un échange d'informations permanent entre chaque équipement et l'ordinateur.

Une carte étant supposée insérée en position de test, l'ordinateur va tout d'abord émettre les différentes commandes (choix des broches, stimuli de test, déroulement des tests, etc.), comme le faisaient les unités de programme précédemment décrites. En

Fig. 10. — Equipement de test des cartes logiques. On aperçoit : au premier plan le transporteur automatique, au fond l'ordinateur IBM 1410.

réponse à ces commandes et après un temps de quelques millisecondes qui permet la stabilisation des conditions électriques et les mesures, l'équipement envoie à l'ordinateur les résultats de test. Ces résultats sont exploités par ce dernier qui, par consultation d'une table donnant chaque valeur avec ses tolérances, décide de la qualité de la carte. Cette décision est communiquée au transporteur automatique qui achemine la carte à la station de test suivante (ou à la station d'acceptation finale) si la carte est trouvée bonne, ou à la station de rejet, dans le cas contraire. Une autre carte est alors alimentée.

Si la carte est défectueuse, un programme de localisation et d'analyse des défauts est mis en œuvre par l'ordinateur, ce qui permet de joindre automatiquement à cette carte un bordereau imprimé où sont précisés le ou les composants défectueux.

L'ordinateur assume encore bien d'autres fonctions : acheminement des cartes aux différents postes, autocontrôle de chaque équipement avant passage d'un nouveau lot, collection des résultats de mesures en vue de leur exploitation statistique, élaboration et transmission de différents messages de fonctionnement, etc. La puissance du système est telle qu'elle permet d'obtenir la cadence de fonctionnement d'une carte à la seconde.

6. Conclusion

En conclusion de ce bref exposé, nous tenons à souligner que les problèmes complexes auxquels les ingénieurs de l'IBM ont dû faire face pour la conception et la mise au point de ces équipements, se présenteront avec des difficultés accrues au fur et à mesure de l'augmentation d'intégration des circuits.

Dans le domaine mécanique, la manipulation et l'établissement des contacts sur des éléments de plus en plus petits, feront appel à toutes les ressources de la micromécanique de haute précision et nécessiteront la mise en œuvre de techniques nouvelles d'usinage et d'assemblage.

Dans le domaine du test, il faudra obtenir une vitesse plus grande de déroulement des séquences de mesures et disposer de moyens très puissants de programmation et de diagnostic. Les progrès technologiques aidant, les concepts décrits dans cet article permettront d'apporter des solutions satisfaisantes à ces nouveaux problèmes. D'ores et déjà par exemple, des ordinateurs spécialisés dans le contrôle des processus industriels (IBM 1800) sont utilisés avec succès dans le domaine du test aussi bien que dans les applications industrielles les plus diverses.

PRINCIPES PHYSIQUES DE FONCTIONNEMENT DES DISPOSITIFS MÉTAL - OXYDE - SEMICONDUCTEUR*

PAR

J. GROSVALET

Chef du laboratoire Semiconducteurs à la CSF

1. Introduction

Le principe physique sur lequel est basé le fonctionnement des dispositifs M.O.S. est excessivement simple. Il s'agit d'une loi bien connue de l'électrostatique : le théorème de Gauss.

Lorsqu'un conducteur est placé dans une région où règne un champ électrique E, le champ est nul à l'intérieur du conducteur, et cette annulation est produite par l'apparition d'une densité de charge superficielle proportionnelle à la composante normale du champ électrique

$$\sigma = \varepsilon \vec{E} \cdot \vec{n}.$$

Pour un même champ électrique, créant la même charge superficielle, celle-ci s'étend dans les conducteurs métalliques sur quelques couches atomiques, alors que dans les semiconducteurs où la concentration en porteurs peut être 10^7 à 10^8 fois plus faible, la même charge s'étendra sur quelques fractions de microns, voire même quelques microns.

On conçoit alors que, si on crée de telles perturbations de surface sur une couche de semiconducteur suffisamment mince ou suffisamment résistante, l'action du champ électrique pourra aisément moduler sa conductivité.

Ces phénomènes ont été constatés depuis longtemps et l'idée de les utiliser pour la réalisation de dispositifs amplificateurs à l'état solide a fait l'objet de brevets déjà anciens : citons notamment ceux de LILIENFELD aux USA dans les années 1928-1930 et d'Oskar HEIL en Angleterre en 1935 sur l'utilisation du tellure.

Néanmoins, il a fallu attendre le développement des techniques de préparation de nouveaux matériaux semiconducteurs comme le germanium et le silicium, et l'apparition de nouvelles technologies (diffusions masquées par couches d'oxyde dans le Si, etc.) pour que ces idées puissent aboutir à de véritables réalisations industrielles de dispositifs : les éléments M.O.S. produits actuellement.

Il faut cependant rappeler que le principe physique de contrôle de la conductivité superficielle par effet de champ a été plus récemment utilisé pour étudier les propriétés de surface des semiconducteurs. Citons notamment les travaux d'AIGRAIN, LAGRENAUDIE et LIANDRAT en 1952 sur Ge et Si [1] et ceux de GODEFROY sur le tellure en 1956 [2].

Dans cet article, nous allons examiner rapidement quels sont les paramètres physiques qui gouvernent les caractéristiques électriques des dispositifs M.O.S. et les relations quantitatives entre eux.

2. Quelques relations approchées entre les charges, potentiels et champs superficiels

Dans un métal, les charges superficielles ne peuvent être que de deux types : la charge négative est constituée par un excès d'électrons, la charge positive est constituée par des atomes ionisés, elle est donc essentiellement liée au réseau.

Dans un semiconducteur, la situation est plus complexe. Les figures 1*a*, 1*b*, et 1*c* représentent les trois cas possibles de structure de bande, selon le potentiel de surface, dans le cas d'un semiconducteur de type *p*.

Dans le cas de la figure 1*a*, on a appliqué un potentiel de surface négatif. La charge superficielle est constitué de porteurs majoritaires en excès, les trous. La conductivité superficielle sera supérieure à la conduc-

* Conférence prononcée le 30 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude des 3e et 5e Sections de la SFER sur les Dispositifs M.O.S.

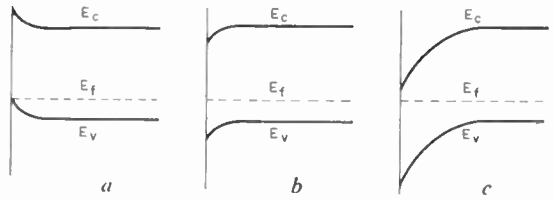


FIG. 1*a*, 1*b*, 1*c*. — Influence du champ en surface sur la structure de bande.

tivité en volume. On a alors ce que l'on appelle une *couche d'enrichissement*.

Dans le cas de la figure 1*b*, on a appliqué un potentiel de surface positif de valeur modérée. La charge superficielle est constituée de charges fixes négatives, les atomes accepteurs ionisés. La conductivité superficielle est pratiquement nulle.

Dans le cas de la figure 1*c*, on a appliqué un potentiel de surface positif nettement plus élevé. Le niveau de Fermi est voisin de la bande de conduction. Il apparaît une charge superficielle négative constituée de porteurs minoritaires : les électrons. La conductivité superficielle peut devenir nettement plus élevée que la conductivité en volume. On a alors ce que l'on appelle une *couche d'inversion*.

C'est le cas de la figure 1*c*, qui est le plus employé pratiquement. En effet, il permet de n'utiliser que la conduction de la couche d'inversion, en s'affranchissant de la résistance parallèle constituée par le volume du semiconducteur. Pour cela il suffit de prévoir des contacts redresseurs par rapport au volume, mais ohmiques par rapport à la couche d'inversion. On obtient alors les deux types les plus courants de structures M.O.S. représentées sur les figures 2*a* et 2*b* (structure à canal *n* et structure à canal *p*).

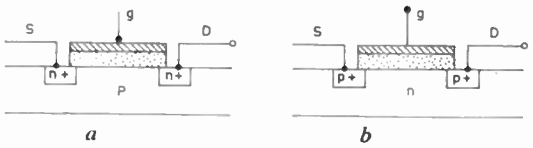


FIG. 2*a*, 2*b*. — Structure à canal *n*. Structure à canal *p*.

C'est dans le cas correspondant à la figure 1*c* qu'il est important de pouvoir évaluer les densités de charges mobiles et fixes induites par l'application d'un potentiel V_S en surface, ou plus généralement d'un potentiel V_g appliqué sur l'électrode métallique.

Ce problème peut être résolu en utilisant les calculs théoriques de GARRETT et BRATTAIN [3] et les abaques qui les accompagnent.

Malgré l'existence de ces résultats, il peut être intéressant de reprendre les calculs de GARRETT et BRATTAIN pour, compte tenu de certaines approximations physiques, parvenir à des expressions analytiques approchées, plus aisément exploitables que des abaques numériques, pour l'interprétation des propriétés des dispositifs M.O.S.

Pour ce calcul, nous prendrons comme valeur du potentiel électrostatique :

$$V = -\frac{E_i}{q} + \mathrm{C^{te}},$$

E_i étant le niveau de Fermi intrinsèque. Nous noterons E_{i_v} la position de ce niveau en volume, loin de la surface, et si nous prenons un potentiel de volume comme origine, nous avons :

$$V = \frac{E_{i_v} - E_i}{q}.$$

En posant d'autre part : $U = \dfrac{qV}{kT}$, la densité de charge en tout point s'écrira :

$$\rho = q(p - n + N_D - N_A)$$
$$= q(p_v \exp -u - n_v \exp u + N_D - N_A)$$

p_v et n_v étant les concentrations en trous et électrons à l'équilibre dans le volume.

Si nous considérons le cas où le semiconducteur est nettement de type *n* ou de type *p* (non compensé), c'est-à-dire $N_D \gg N_A$ ou $N_A \gg N_D$, on peut tracer

$$\left|\frac{\rho}{qN_A}\right| \quad \text{ou} \quad \left|\frac{\rho}{qN_D}\right|$$

en fonction de u pour diverses valeurs de N_A ou N_D.

La figure 3 donne ces courbes pour N_A ou N_D variant de 10^{13} à 10^{18}.

On voit qu'après une région de transition qui s'étend sur environ 4 kT/q, on atteint la région de densité de charge d'espace constante. Puis à partir d'une certaine valeur du potentiel, ρ croît exponentiellement ce qui correspond à l'apparition de la couche d'inversion (prépondérance du terme en $n_v \exp u$ pour un semiconducteur *p* avec u positif, ou de $p_v \exp -u$ pour un semiconducteur *n* avec u négatif).

L'examen de ces courbes suggère deux approximations pour évaluer des paramètres essentiels : le potentiel de surface nécessaire pour faire apparaître la couche d'inversion V_{S0} qui sera lié à la tension de seuil des éléments dits à « enrichissement », l'épaisseur limite de la région de charge d'espace de donneurs ou accepteurs ionisés l_e liée à la valeur minimale de la capacité M.O.S. en haute fréquence.

2.1. POTENTIEL DE SURFACE D'APPARITION DE LA COUCHE D'INVERSION

On pourra écrire que la couche d'inversion apparaît lorsque U atteint en surface une valeur U_{S0} telle que (toujours en surface), ρ devienne nettement supérieur (en valeur absolue) à qN_D ou qN_A.

Si l'on prend par exemple $|\rho| = 10\ |qN_A|$ ou $|\rho| = 10\ |qN_D|$, on en déduit :

$$U_{S0} = \ln \frac{10 N_A}{n_v} = \ln \frac{10 N_A^2}{n_i^2}$$

pour un semiconducteur de type p et

$$U_{S0} = \ln \frac{10\, n_i^2}{N_D^2}$$

pour un semiconducteur de type n.

Nous obtenons donc des expressions analytiques approchées pour le potentiel de surface V_{S0} d'apparition de la couche d'inversion :

$$\left.\begin{aligned} &\text{(Type p)} \quad V_{S0} = \frac{kT}{q} \ln \frac{10\, N_A^2}{n_i^2} \\ &\text{(Type n)} \quad V_{S0} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_i^2}{10\, N_D^2} \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

2.2. Epaisseur limite de la région des charges d'espace fixes

L'examen des courbes de la figure 3 montre que le départ de la région de densité de charge d'espace constante s'effectue très rapidement. On pourra considérer que celle-ci s'étend jusqu'à une valeur de U telle que $|\rho| = |1{,}1\ qN_A|$ ou $|1{,}1\ qN_D|$.

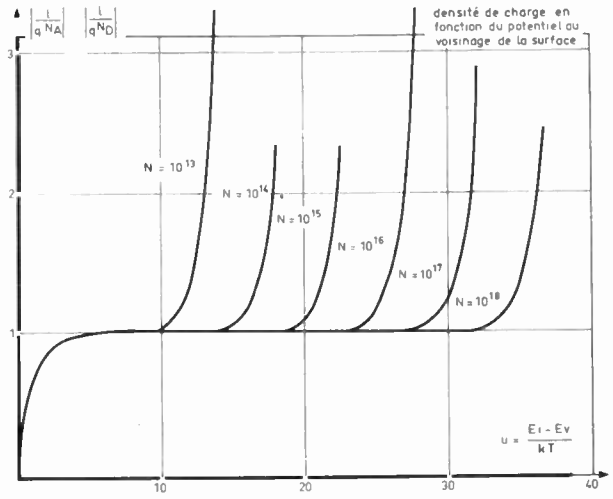


Fig. 3. — Densité de charge en fonction du potentiel au voisinage de la surface.

Dans ces conditions, la valeur de u correspondante sera :

$$u = \ln \frac{N_A^2}{10\, n_i^2} \quad \text{ou} \quad \ln \frac{10\, n_i^2}{N_D^2}$$

et nous obtenons l'expression approchée des valeurs d'épaisseur limite l_e de cette charge d'espace :

$$\left.\begin{aligned} &\text{(Type p)} \quad l_e = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{2\pi q N_A} \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{N_A^2}{10\, n_i^2}\right)^{1/2} \\ &\text{(Type n)} \quad l_e = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{2\pi q N_D} \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{N_D^2}{10\, n_i^2}\right)^{1/2} \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

2.3. Champ en surface a l'apparition de la couche d'inversion

Il est intéressant d'exprimer également la valeur du champ électrique en surface dans le semiconducteur au moment de l'apparition de la couche d'inversion.

L'intégration de l'équation de Poisson donne pour la valeur du champ dans la région de transition :

$$\frac{du}{dx} = \left(\frac{q}{kT} \frac{8\pi q}{\varepsilon\varepsilon_0}\right)^{1/2} (n_v \exp u + N_A(u-1) - p_v \exp -u)^{1/2}$$

Si nous admettons, comme pour le calcul du potentiel de surface, que la couche d'inversion apparaît lorsque $n_v \exp u = 10\ N_A$, nous obtenons la valeur du champ :

$$\left.\begin{aligned} &\text{(Type p)} \quad \mathcal{E}_S = \left[\frac{kT}{q} \frac{8\pi q N_A}{\varepsilon\varepsilon_0} \left(9 + \ln \frac{10\, N_A^2}{n_i^2}\right)\right]^{1/2} \\ &\text{(Type n)} \quad \mathcal{E}_S = \left[\frac{kT}{q} \frac{8\pi q N_D}{\varepsilon\varepsilon_0} \left(9 + \ln \frac{10\, N_D^2}{n_i^2}\right)\right]^{1/2} \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

Lorsque la couche d'inversion est créée et que la concentration en porteurs minoritaires dépasse largement la concentration en charges fixes, le champ en tout point de la région de transition entre la surface et le volume s'exprime par :

$$\mathcal{E} = \left(\frac{kT}{q} \frac{8\pi q}{\varepsilon\varepsilon_0}\right)^{1/2} n_v^{1/2} \exp \frac{u}{2} \qquad (u > 0) \quad (4)$$

pour un semiconducteur de type p, et par :

$$\mathcal{E} = \left(\frac{kT}{q} \frac{8\pi q}{\varepsilon\varepsilon_0}\right)^{1/2} p_v^{1/2} \exp -\frac{u}{2} \qquad (u < 0)$$

pour un semiconducteur de type n.

2.4. Charge superficielle de porteurs minoritaires

La densité de charge en volume de porteurs minoritaires est donnée par $n = n_v \exp u$ (exemple du semiconducteur de type p).

La densité de charge en surface donnée par la couche d'inversion s'exprimera par :

$$N = \int_{x\ \text{vol.}}^{x\ \text{surf.}} n\, dx = \int_{x\ \text{vol.}}^{x\ \text{surf.}} n_v \exp u\, dx$$

que nous écrirons :

$$N = \int_{u\ \text{vol.}}^{u\ \text{surf.}} \frac{n_v \exp u}{\frac{du}{dx}}\, du.$$

Compte tenu de la valeur approchée tirée de (4), pour exprimer du/dx dans la région de couche d'inver-

sion et en notant par hypothèse u vol $= 0$, on obtient :

$$N = 2\left(\frac{kT}{q}\,\frac{\varepsilon\varepsilon_0}{8\pi q N_A}\right)^{1/2} n_i \exp\frac{u_s}{2}. \qquad (5)$$

De même, pour un semiconducteur de type n, la densité superficielle de charge créée par la couche d'inversion de trous s'écrira :

$$P = 2\left(\frac{kT}{q}\,\frac{\varepsilon\varepsilon_0}{8\pi q N_D}\right)^{1/2} n_i \exp -\frac{u_s}{2}.$$

L'ensemble des relations (1) à (5) peut permettre des calculs approximatifs pour la conception des éléments M.O.S. Ces résultats peuvent servir notamment à examiner, d'une façon quantitative, l'influence des paramètres physiques sur les caractéristiques électriques des dispositifs.

3. Propriétés de surface et caractéristiques électriques

Nous allons examiner rapidement de quelles propriétés physiques dépendent les caractéristiques électriques essentielles des dispositifs M.O.S.

3.1. Tension de seuil

La tension de seuil caractérise les éléments dits à « enrichissement ». C'est la tension qu'il faut appliquer au dispositif (entre la grille et le substrat, ou la grille et la source) pour faire apparaître la conductivité superficielle. Nous pourrons lier cette apparition de la conductivité à l'apparition de la couche d'inversion telle que nous l'avons définie en 2.1.

La figure 4 donne la répartition du potentiel électrostatique dans les diverses régions de la structure.

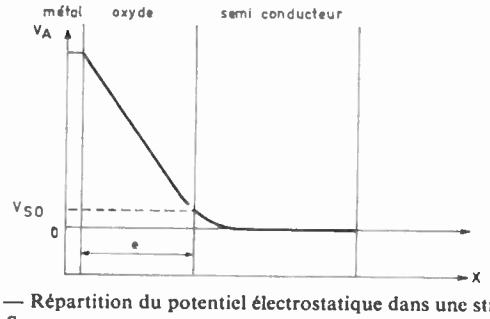


Fig. 4. — Répartition du potentiel électrostatique dans une structure M.O.S.

Le potentiel de surface V_{S0} d'apparition de la couche d'inversion nous est donné par la relation (1) ; le champ en surface dans le semiconducteur $\mathcal{E}_s$ est donné par la relation (3).

Le champ en surface dans l'oxyde sera :

$$\vec{\mathcal{E}}_{ox} = \frac{\varepsilon_{sc}}{\varepsilon_{ox}}\,\vec{\mathcal{E}}_S$$

ε_{sc} et ε_{ox} étant les constantes diélectriques respectives du semiconducteur et de l'oxyde.

La tension à appliquer V_{A0} pour faire apparaître la conductivité sera alors égale à :

$$V_{A0} = V_{S0} + l\,\frac{\varepsilon_{sc}}{\varepsilon_{ox}}\,\mathcal{E}_S$$

l étant l'épaisseur de l'oxyde.

Cette relation nous permet d'expliciter totalement la tension du seuil en fonction des paramètres physiques du semiconducteur et de l'oxyde.

$$V_{A0} = \frac{kT}{q}\ln\frac{10N_A^2}{n_i^2} + l\,\frac{\varepsilon_{sc}}{\varepsilon_{ox}}\left[\frac{kT}{q}\,\frac{8\pi N_A}{\varepsilon\varepsilon_o}\left(9+\ln\frac{10N_A^2}{n_i^2}\right)\right]^{1/2} \qquad (6)$$

N.B. — Pour un semiconducteur de type *n* remplacer N_A par N_D et prendre V_{A0} avec le signe $-$.

Cette relation permet, par exemple, de tracer la courbe de la figure 5 donnant, pour une couche de silice d'épaisseur 1 000 Å et 2 000 Å, les valeurs de la tension de seuil en fonction de N_A ou N_D de 10^{13} à 10^{18}.

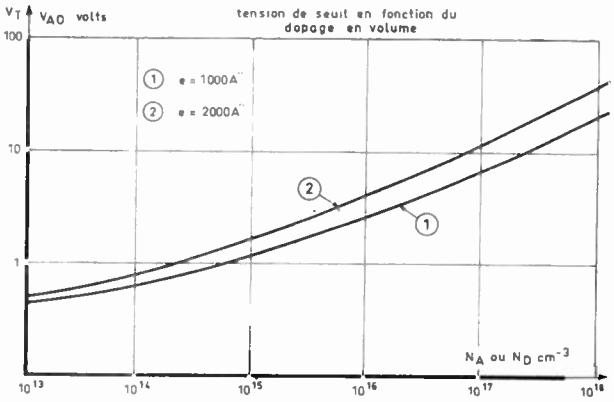


Fig. 5. — Tension de seuil en fonction du dopage en volume.

L'examen de ces courbes suggère deux remarques :

1° La tension de seuil varie peu avec l'épaisseur d'oxyde sur des matériaux très peu dopés N_A ou $N_D < 10^{15}$. Au contraire son influence devient prépondérante à partir de N_A ou N_D de l'ordre de 10^{16}.

2° Si l'on admet que le champ de claquage dans l'oxyde se situe aux alentours de 10^6 V·cm^{-1}, on est conduit, pour les deux épaisseurs d'oxyde envisagées, à des tensions maximales de 10 V et 20 V. Dans ces conditions, on voit que, pour la réalisation des dispositifs à enrichissement, on est limité aux concentrations en donneurs ou accepteurs dans le semiconducteur, inférieures à $2\cdot10^{17}$ environ (soit en résistivité $5\cdot10^{-2}$ Ω·cm pour le Si de type n et 0,1 Ω·cm pour le Si de type p).

Il faut noter d'autre part que la relation (6) et la courbe 3 sont établies en supposant que le diélectrique est parfaitement neutre. En fait, on sait qu'il n'en est pas ainsi et qu'en particulier les couches de SiO_2

contiennent des charges positives induisant une charge négative à la surface du semiconducteur.

Ces charges ont été mises en évidence par les travaux de SAH [4], KERR et al. [5] et du Laboratoire Semiconducteurs de la CSF [6]. Leur origine a été analysée de la façon la plus complète par LINDMAYER [7].

Dans le silicium, l'existence de ces charges conduit à *une diminution* de la tension à appliquer pour le Si de type p et à *une augmentation* pour le type n.

On voit donc que, compte tenu des remarques formulées plus haut sur la tension de claquage dans l'oxyde, on aura intérêt à réaliser des éléments M.O.S. à enrichissement sur du Si de type p (c'est-à-dire à *canal n*). Cela d'autant plus que dans les oxydes préparés par voie thermique le décalage peut atteindre plusieurs volts.

3.2. COURANT MAXIMAL

S'il n'existait pas de charges à l'interface Si-SiO_2, tous les éléments seraient des éléments à « enrichissement ». En effet, dans ces conditions, la déformation de la structure de bande ne serait due qu'à la différence des travaux d'extraction entre Si et SiO_2 (environ 0,4 eV). C'est seulement sur des substrats très résistants que le courant serait appréciable pour $V_g = 0$.

L'existence des charges dans les oxydes produits thermiquement permet de réaliser des dispositifs (dits à « déplétion » en franglais) présentant un courant de quelques 100 μA à quelques milliampères pour $V_g = 0$.

Le calcul de la résistance du canal pour des tensions source-drain faibles (loin de la tension de coude) ne présente pas de difficultés. Les relations du paragraphe 2 s'appliquent immédiatement.

En revanche, l'expression du courant de saturation est plus délicate et dépend beaucoup des hypothèses physiques que l'on fait sur le fonctionnement du dispositif.

WEIMER [8] et HOFSTEIN et HEIMAN [9] ont donné des relations à partir des hypothèses suivantes : mobilité constante dans le canal et égale à la mobilité en volume.

La méthode de calcul est la suivante :

La charge induite Q_S en tout point du canal est fonction du potentiel de surface à ce point du canal $Q_S(V_S)$. On écrit alors que par unité de longueur de grille :

$$I = \mu Q_S(V_S) \frac{dV}{dx}, \quad I \text{ étant constant.}$$

En intégrant, on trouve :

$$I = \frac{\mu_0}{L} \int_{\text{source}}^{\text{drain}} Q(V_S)\,dV \quad (L \text{ longueur du canal}).$$

Si l'on suppose applicables les conditions conduisant aux relations (5), il est aisé de faire apparaître la proportionalité entre $Q(V_S)$ et V_g, le coefficient de proportionalité étant la capacité de la couche d'oxyde C_{0x}.

Cela conduit à la relation simplifiée :

$$I_{\max} = \frac{\mu C_{ox}}{2L} (V_G - V_p)^2$$

V_p étant la tension de coude.

Un calcul plus complet, tenant compte du fait que dans le canal le champ devient suffisamment élevé pour que les porteurs atteignent leur vitesse limite, a été effectué par C. JUND [10]. Les équations n'ayant pas de solution analytique, les résultats ont été présentés sous forme d'abaques.

P. LÉGER [11] a proposé la relation approchée suivante :

$$I_{\max} = \frac{\mu_0 C_{ox}}{2L} \times \frac{(V_g - V_p)^2}{1 + \dfrac{(V_G - V_p)}{E_c L}},$$

E_c étant le champ critique d'apparition de la vitesse limite.

Il convient d'ajouter, d'autre part, dans ces formules, des termes de potentiel tenant compte des charges à l'interface Si-SiO_2.

De toute façon, la question n'est pas résolue, et une théorie complète du phénomène de saturation du courant dans les éléments à effet de champ (M.O.S. ou à jonction) reste à faire.

En attendant, les relations simplifiées permettent largement de prévoir le sens des phénomènes lorsque la longueur du canal L est très grande devant son épaisseur (ce qui est tout à fait le cas des M.O.S.).

3.3. TRANSCONDUCTANCE

Les relations connues que l'on peut déduire des relations précédentes ne rendent pas parfaitement compte des valeurs expérimentales effectivement observées.

On constate d'abord que la transconductance expérimentale est plus faible que celle que l'on calcule avec ces approximations. Ensuite, la loi de variation avec V_g n'est pas correctement interprétée par ces relations.

On peut donner à cet écart une première explication physique. Les divers auteurs qui ont étudié la conductivité superficielle des semiconducteurs ont été conduits à définir une « mobilité d'effet de champ » inférieure à la mobilité en volume. Au début, on a cru que ce phénomène était dû au piégeage des charges en surface (toute la charge Q_S ne participant pas à la conduction).

En fait, tous les phénomènes observés s'interprètent très bien en tenant compte de la variation de la mobilité dans les couches d'inversion en fonction du champ électrique normal à la surface. L'existence de ce phénomène a été mise en évidence par SCHRIEFFER [12] qui a donné une première expression de la variation.

En fait, des mesures directes ont permis de constater que la mobilité superficielle variait moins que ne l'avait prévu SCHRIEFFER.

En supposant une réflexion spéculaire à la surface et un phénomène de pénétration dans la barrière de potentiel au lieu d'une simple réflexion diffusante, R. POIRIER [13] a donné une expression qui rend mieux compte des valeurs effectivement mesurées.

Pour bien comprendre les variations de la transconductance avec les divers paramètres physiques, le manque d'une théorie vraiment complète apparaît nettement.

Néanmoins, on peut considérer comme acquis les points suivants :

— la transconductance varie dans le même sens que le courant maximal,

— la transconductance varie en sens inverse de l'épaisseur d'oxyde,

— la fonction $g = f(V_g)$ est très proche d'une loi linéaire (cela est prouvé par les propriétés remarquables des éléments M.O.S. pour éviter la transmodulation dans les étages d'entrée des récepteurs).

3.4. PROPRIÉTÉS EN HAUTE FRÉQUENCE ET CONSTANTES DE TEMPS

Pour l'instant les propriétés en haute fréquence des dispositifs M.O.S. sont plus liées à des considérations technologiques de dimensionnement, qu'aux phénomènes physiques gouvernant le fonctionnement. C'est en réduisant la longueur du canal (ce qui diminue à la fois la capacité et la résistance d'entrée) que les récents progrès ont été réalisés. Avec un canal de 25 μ de longueur, le statistor CSF fonctionne en amplificateur avec un gain de 16 à 18 dB à 50 MHz. Des progrès importants ont été également réalisés en réduisant la capacité grille-drain par un non-recouvrement métallique de la région du canal voisine du drain.

Bien que, dans l'état actuel de la technologie, le problème des constantes de temps d'apparition des couches d'inversion par effet de champ ne se pose pas, il n'est pas inutile de l'examiner rapidement.

On sait que depuis longtemps on a observé que, dans le cas d'une capacité M.O.S., l'existence de la couche d'inversion ne pouvait être mise en évidence qu'à très basse fréquence. On a cru, un moment, que cela était dû au fait que les charges dans la couche d'inversion étaient liées à des pièges à grande constante de temps. Si cela avait été vrai, l'emploi de la modulation de cette couche en haute fréquence dans les dispositifs M.O.S. aurait été impossible.

Cette apparente contradiction est due à la différence de structure entre des éléments et les capacités M.O.S. Dans le cas des éléments, les contacts diffusés n^+ ou p^+ constituent une source de porteurs minoritaires pour la couche d'inversion. Dans le cas des capacités M.O.S., mesurées entre le métal et le substrat, les porteurs minoritaires doivent être créés par génération directe dans le semiconducteur. Nous avons pu montrer [14] que les phénomènes expérimentaux s'interprétaient très bien en supposant un processus de génération de SHOCKLEY-READ dans la charge d'espace fixe.

Du point de vue comportement en fréquence, une capacité M.O.S. peut alors être représentée par le schéma équivalent de la figure 6.

Où :

l_r , est l'épaisseur de la charge d'espace limite donnée au paragraphe 2.2 relation (2).

τ , la durée de vie

N , la concentration en donneurs ou accepteurs,

ε_{sc}, la constante diélectrique du semiconducteur.

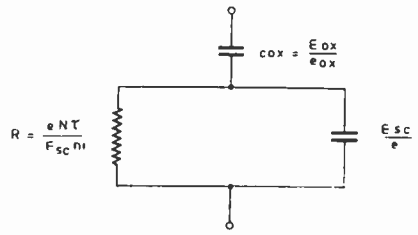


FIG. 6. — Schéma équivalent d'une capacité M.O.S. en régime sinusoïdal.

4. Phénomènes d'évolution et fiabilité

Les premiers éléments M.O.S. apparus sur le marché présentaient une dérive importante de courant maximal I_{max} lorsqu'on appliquait une polarisation de grille.

Cette évolution était très sensible à l'atmosphère environnant l'élément et notamment à son taux d'humidité. Sa constante de temps était de quelque dix minutes.

Ce premier phénomène a pu être complètement interprété à partir d'un modèle faisant intervenir la conduction superficielle de la couche de silice. Ce modèle a en même temps suggéré le remède. Il suffit, pour neutraliser tout effet de conduction superficielle du diélectrique, de recouvrir celui-ci de métal dans toute la région où il recouvre le canal (Brevet CSF n° 997-223). La plupart des M.O.S. fabriqués actuellement comportent un tel recouvrement et la dérive des 15 premières minutes a été supprimée.

Il reste une dérive à beaucoup plus grande constante de temps (des dizaines aux centaines d'heures). Cette évolution est due aux charges présentes dans la silice, charges dont nous avons déjà vu, au paragraphe 3.1, l'influence sur la tension de seuil. Ces charges peuvent se déplacer sous l'influence du champ dans le diélectrique. Tous les phénomènes constatés (évolution du courant, évolution de la tension de seuil, translation de la courbe de variation de la capacité M.O.S. en fonction de V_g) conduisent à leur attribuer le signe +. Leur origine a été largement étudiée par LINDMAYER [7] (ions H^+, ions Al^{+++}, lacunes, etc.).

Un modèle simple (R. POIRIER [11]) conduit à une variation du courant en $\sqrt{t}$ bien vérifiée expérimentalement.

La figure 7 représente l'allure de ces dérives en fonction de $\sqrt{t}$. Les courbes en trait plein montrent la dérive due à la conductivité superficielle, la courbe

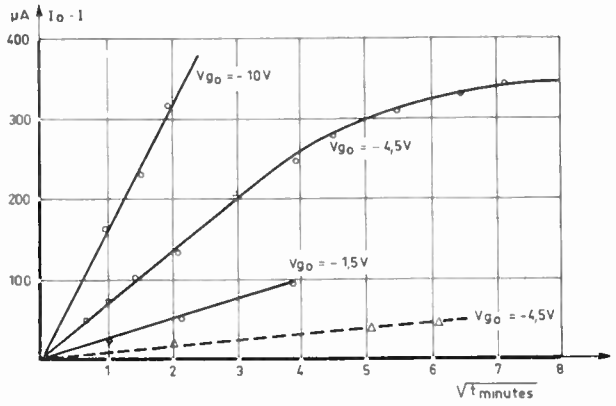


FIG. 7. — Courbes d'évolution du courant maximal d'un dispositif M.O.S. non passivé.

en traits interrompus montre la dérive due au transport des charges dans le diélectrique.

La suppression totale du deuxième type de dérive exigerait :

— soit la suppression totale des charges dans le diélectrique,

— soit une extrême diminution de leur mobilité (voire une extrême augmentation).

Pour l'instant, la minimisation de cette dérive est du domaine réservé des procédés de fabrication. On arrive d'ailleurs à réaliser des M.O.S. pratiquement stables dans un certain domaine d'applications.

5. Conclusions

Les principes physiques de fonctionnement des éléments M.O.S. commencent a être bien connus dans leur détail.

Les progrès faits dans la connaissance des phénomènes de transport en surface permettent de définir un dispositif M.O.S. aussi bien que l'on sait définir un transistor.

Il reste néanmoins à poursuivre des recherches dans trois directions essentielles :

1° Les phénomènes de transport en surface aux champs élevés,

2° La sensibilité aux diverses radiations des propriétés de surface des semiconducteurs et, en général, des interfaces semiconducteur-diélectrique.

3° Le bruit et notamment le rôle, dans ce domaine, des processus de génération-recombinaison en surface.

Il faut noter, d'autre part, que toutes les recherches entreprises pour étudier et améliorer les dispositifs M.O.S. ont des prolongements dans d'autres domaines d'application.

C'est ainsi que les études poursuivies sur les phénomènes d'évolution ont permis de mieux comprendre le rôle des propriétés de surface dans la fiabilité des structures du type dit « planar ». Elles ont même permis d'imaginer de nouveaux procédés de passivation plus efficaces que le simple recouvrement par une couche d'oxyde.

Les études de base sur les M.O.S. ont permis la mise au point de toute une série de méthodes de mesure des propriétés de surface et même des méthodes de mesures des propriétés des couches épitaxiées.

Il est probable que les propriétés remarquables des capacités M.O.S. (capables de varier avec la tension, la fréquence, l'illumination, etc.) trouveront un jour des applications en électronique.

Enfin, les études présentes sur les dispositifs M.O.S. ouvrent une voie d'approche importante vers la réalisation des éléments actifs en couches minces, problème de pointe de la microélectronique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] AIGRAIN P., LAGRENAUDIE J., LIANDRAT G. — *J. Phys. et le Radium*, 13, 87, 1952.

[2] GODEFROY. — *Progress in Semiconductors*, Vol. 1, 1956, p. 197.

[3] GARRETT et BRATTAIN. — *Phys. Rev.*, 99, 1955, 376.

[4] SNOW, GROVE, DEAL et SAH. — Electrochem. Soc. Meeting, Washington, October 64.

[5] KERR D.R., LOGAN J.S., BURKHARDT P.J. et PLISKIN W.A. — *I.B.M. Journal of Research and Develop.*, 8, 1954, 376.

[6] GROSVALET J. — Proceedings of the I.E.E.E. 5th Conference on Basic Failure Mechanisms, June 1964, Newark (N.J.).

[7] LINDMAYER J. — Ionic and structural disturbances in M.O.S. systems.

[8] WEIMER P.K. — *PIRE*, 50, 1462, 1962 et *RCA Rev.*, juin 1963.

[9] HOFSTEIN et HEIMAN. — *PIRE*, 51, 1190, 1963.

[10] JUND C. — *Annales de Radioélectricité*, XX, 81, juillet 1965 et *Journal of Solid State Electronics*, Vol. 8, 1965.

[11] Compte Rendu contrat D.G.R.S.T., n° 62-00-127.

[12] SCHRIEFFER J.R. — *Phys. Rev.*, 97, 1955, 641.

[13] POIRIER R. — *C.R. Académie des Sciences de Paris*, t. 262, pp. 281-284, 24 janvier 1966.

[14] GROSVALET J., JUND C., MOTSCH C., POIRIER R. — *Surface Sciences*, vol. 5, n° 1, sept. 1966.

CIRCUITS INTÉGRÉS A TRANSISTORS M.O.S. *

PAR

J. BOREL, J. LACOUR, M. VERDONE

Service d'Electronique
du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

1. Introduction

— *Pour réaliser un circuit intégré classique,* il faut tout d'abord, dans le bloc de silicium, prévoir des caissons qui nous permettront d'isoler électriquement les uns des autres les différents composants. Il faut maîtriser pour cela plusieurs techniques et réaliser plusieurs opérations :

• l'épitaxie silicium sur silicium précédée dans certains cas d'un pré-dépôt d'arsenic pour réaliser des couches enterrées N_+, ce qui nécessite un premier microphotomasque,

• la diffusion des murs des caissons : opération qui se passe en général à très haute température et qui dure néanmoins longtemps car les profondeurs à atteindre sont importantes (épaisseur des couches épitaxiées de 20 à 25 μ).

— *Pour réaliser un circuit intégré à transistor M.O.S.* toutes ces opérations n'existent pas, les caissons d'isolement ne sont en effet pas nécessaires ici.

Sur la figure 1, on voit que les plots des transistors M.O.S. différents sont reliés par deux diodes *p. n* dont l'une au moins est en inverse et assure l'isolement électrique. En fait, ces deux diodes sont en inverse si on prend la précaution de porter le substrat au potentiel le plus positif du circuit.

La conduction entre les deux plots source et drain du transistor a lieu sous la métallisation de l'électrode de commande lorsque celle-ci est portée à un potentiel supérieur à la tension de seuil V_T. Pour avoir des tensions de seuil faibles, de quelques volts, on diminue l'épaisseur de l'oxyde entre les deux plots jusqu'à 1 500 Å. Partout ailleurs où l'épaisseur de l'oxyde est de 5 000 à 6 000 Å, les métallisations ne joueront qu'un rôle d'interconnexion.

— *Dans un circuit intégré classique,* il faut, après la réalisation des caissons, diffuser dans ceux-ci, au cours de *deux diffusions* de bore et de phosphore, les composants actifs (transistors) et les composants passifs (résistances et capacités).

— *Dans un circuit intégré à transistor M.O.S.,* on ne trouve en général qu'un seul composant : le transistor M.O.S. lui-même que l'on utilise comme

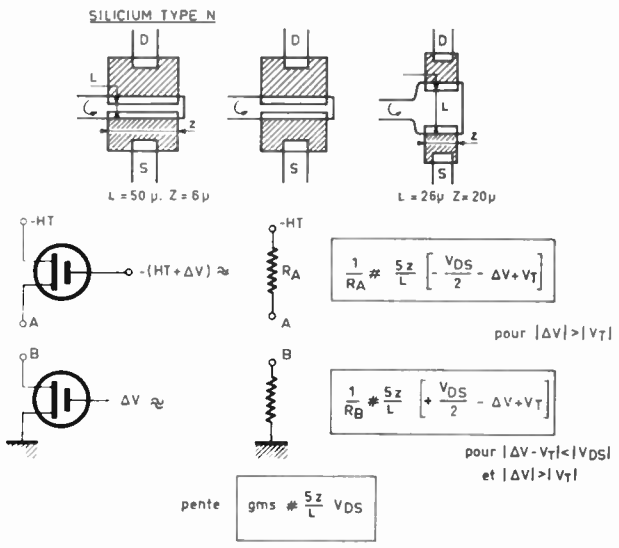


FIG. 1.

* Conférence prononcée le 30 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude des 3e et 5e Sections de la SFER sur les Dispositifs M.O.S.

élément actif et comme élément passif en modulant les dimensions du canal de conduction. Tous les éléments sont réalisés en *une seule diffusion* de bore dans le substrat *n*.

On peut, en effet, à l'aide d'un transistor M.O.S. polarisé comme l'indique la figure 1, avoir l'équivalent d'une résistance dont l'une des extrémités est reliée, soit à la H.T., soit à la masse. Dans la plupart des cas, grâce à la forte impédance d'entrée du dispositif et du décalage de tension naturel procuré par la tension de seuil, les couplages d'étage à étage sont directs et n'utilisent pas d'éléments passifs dont les extrémités seraient nécessairement portées à des potentiels différents.

On voit que les résistances obtenues ne sont pas linéaires. Dans le cas des circuits logiques, ceci n'est pas gênant. Dans le cas des circuits analogiques, on peut, pour obtenir une bonne compensation, utiliser le fait que la pente du dispositif varie, elle aussi, avec l'injection.

Enfin, il faut remarquer que ce procédé permet d'obtenir des valeurs de résistances beaucoup plus importantes que celles des résistances diffusées classiques.

Exemple : avec un transistor M.O.S. de canal 25×25 µ et un ΔV de 6 V, on obtient $R = 50$ kΩ ; avec la technique plane, pour une résistance carrée de 200 Ω/carré et une largeur de bande de 20 µ, il faudrait une surface de 500×500 µ pour obtenir la même valeur de résistance.

On peut donc prévoir une très nette diminution de la surface occupée sur le silicium, ainsi que d'autres résultats qui sont indiqués sur le tableau de la figure 2.

C.I. classique		C.I. à MOS. T.
Dimensions du circuit pour une fonction NOR à trois entrées.		
	Rapport	
450 µ × 450 µ	10	150 µ × 150 µ
Nombre de contacts nécessaires dans la réalisation d'un J K Flip Flop.		
	Rapport	
96	10	10
Nombre de croisements dans le même exemple.		
	Rapport	
150	7	20
Nombre d'éléments compris dans les réalisations actuellement les plus complexes dans les deux techniques.		
Pour un J K Flip Flop	Rapport	Pour un Registre à décalage
50 éléments	12	612 T. MOS
Durée des opérations pour réaliser un C.I. dans les deux technologies.		
	Rapport	
43 h	2,7	16 h

FIG. 2.

On y voit que la densité d'éléments par unité de surface est 10 fois supérieure dans la technologie M.O.S. et que le nombre de contacts et de croisements est très nettement diminué. En effet, il n'y a pas de prise de contact à faire pour l'électrode de contrôle comme dans le transistor et l'effet M.O.S. se faisant parallèlement à la surface, laisse plus de liberté au point de vue topologique.

Tout ceci influe évidemment sur le rendement de fabrication et explique que les fabricants utilisant les transistors M.O.S. sont beaucoup plus entreprenants que les autres (612 éléments/fonction contre 50 éléments/fonction).

Notons également un chiffre, fruit de notre expérience personnelle à Grenoble :

- pour réaliser un circuit intégré classique, il faut 43 heures,
- pour réaliser un circuit intégré à transistors M.O.S., il faut 16 heures.

— *Malgré tout ce qui précède, il est un peu tôt* pour dire que la technique M.O.S. l'emportera sur la technique classique. Il serait sans doute nuisible de les mettre en concurrence.

En effet, avec cette nouvelle technologie, on n'est pas sûr de pouvoir réaliser des circuits aussi variés et aussi performants qu'avec la technique classique, arrivée maintenant à un haut degré de maturité ; les portes M.O.S. ont des temps de propagation de 100 ns contre les quelques ns de la logique MOTOROLA ECL. Enfin le problème encore mal réglé de la mauvaise stabilité de la tension de seuil dans le temps interdit pour l'instant aux transistors M.O.S. le domaine de l'amplification bas niveau à liaisons directes.

Après cette longue introduction, nous aimerions décrire deux circuits à transistors M.O.S. réalisés au Laboratoire d'Electronique Intégrée du C.E.N./Grenoble.

2. Circuit d'étude comprenant 8 transistors M.O.S.

Ceux-ci sont partiellement interconnectés comme l'indique la figure n° 3 :

4 transistors de commande,

4 transistors de charge ;

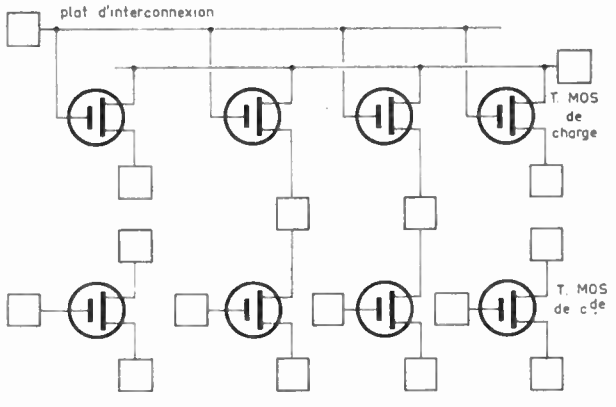


FIG. 3. — Schéma électrique du circuit d'essai à transistors M.O.S. (8 transistors non interconnectés).

les plots sont prévus pour permettre, par thermocompression, de réaliser un grand nombre de montages fondamentaux.

La figure n° 4 donne une vue d'ensemble du circuit : dimensions 0,5 × 0,5 mm. On note que la plus grande partie de la surface est occupée par les plots d'aluminium de prise de contact.

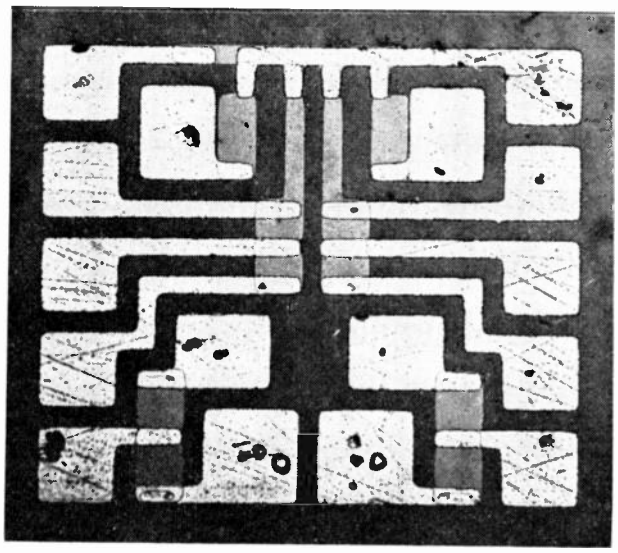


FIG. 4. — Vue d'une matrice de 8 transistors M.O.S. dimensions : 0,5 × 0,5 mm.

La figure n° 5 montre deux transistors de commande.

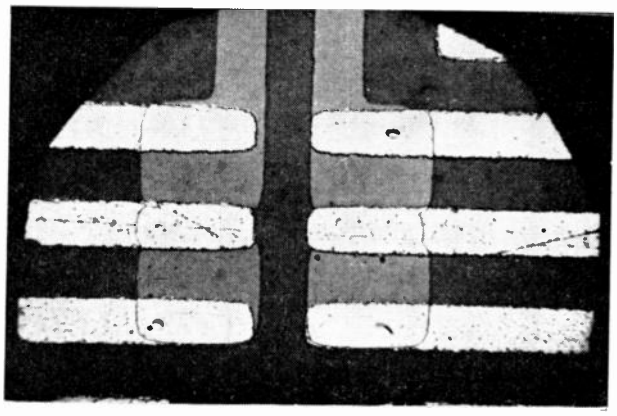


FIG. 5. — Vue de deux transistors M.O.S. de commande, dimensions des plots : 50 × 50 μ, dimensions du canal : 6 μ × 50 μ.

La figure n° 6 montre trois transistors de charge : les bandes d'aluminium ont 20 μ de largeur, la résistance obtenue est de 50 kΩ.

On peut donner quelques détails sur la fabrication et les caractéristiques principales :

• résistivité du matériau n de départ : $\sigma = 0{,}5$ Ω.cm,

• concentration superficielle d'impuretés dans les plot $p \cdot 5.10^{18}$ At/cm³,

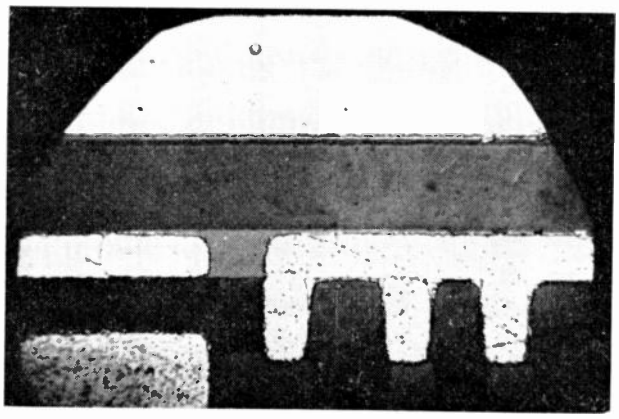


FIG. 6. — Vue de trois transistors M.O.S. de charge dimensions du canal : 24 μ × 26 μ, résistance équivalente : 60 kΩ pour un $\Delta V = -6$ V.

• épaisseur d'oxyde des gates : 1 600 Å,

l'oxyde est dopé au P_2O_5 pendant 2 mn à 1 050 °C, avant l'oxydation, nettoyage poussé à l'acétone puis eau distillée désionisée,

• densité de charge par unité de surface dans l'oxyde : $2{,}5.10^{11}/cm^2$,

• dimensions géométriques :

transistor de commande { Z = 50 μ, L = 6 μ

transistor de charge { Z = 20 μ, L = 26 μ

• caractéristiques électriques :

des transistors de charge (fig. 7)

des transistors de commande (fig. 8)

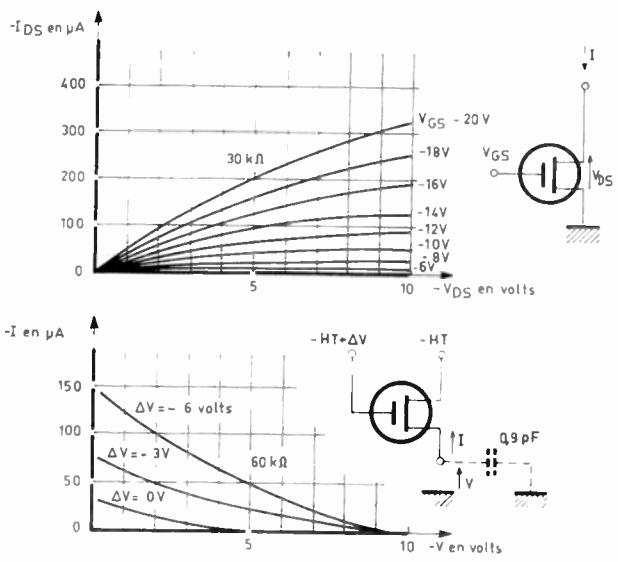


FIG. 7. — Caractéristiques courant-tension du transistor MOS de charge.

La figure 9 indique différentes réalisations possibles :

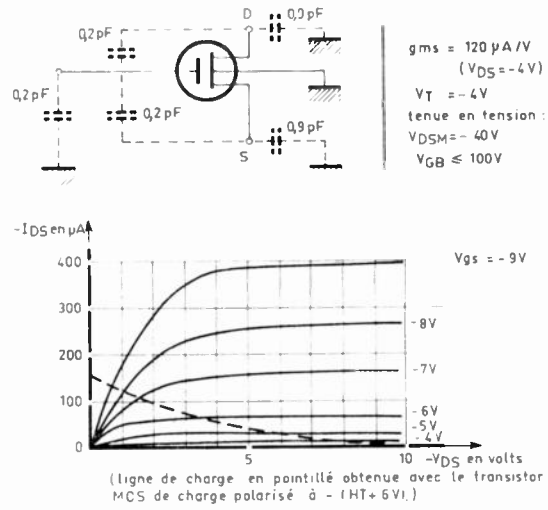


FIG. 8. — Caractéristiques du transistor MOS de commande.

— une porte NOR à 3 entrées,

— un point mémoire,

— un élément de registre à décalage.

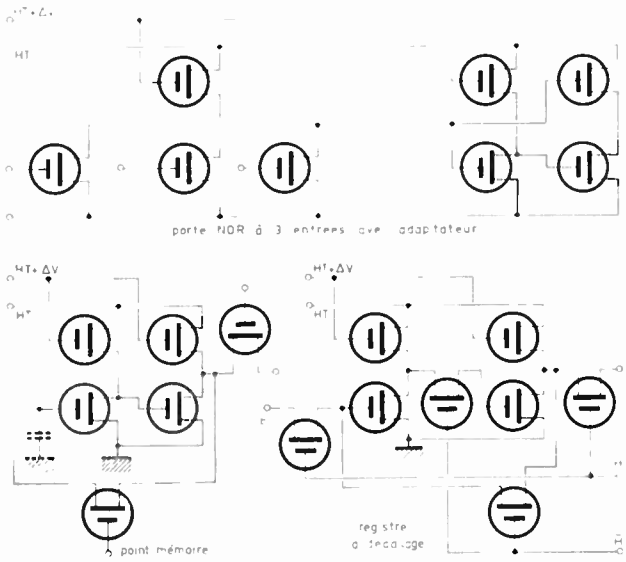


FIG. 9. — Diverses réalisations possibles.

La figure n° 10 donne la caractéristique de transfert de la porte NOR. On remarque l'immunité au bruit absolue, beaucoup plus importante que celle des meilleures portes DTL actuelles.

Compte tenu des capacités parasites mesurées, on peut espérer, pour un fan in de 3 et un fan out de 3, un temps de propagation de *l'ordre de 100 ns*.

La figure 11 montre la réalisation d'un point mémoire. Les interconnexions nécessaires à partir de la matrice de base sont faites par thermocompression de fils d'or de 25 µ.

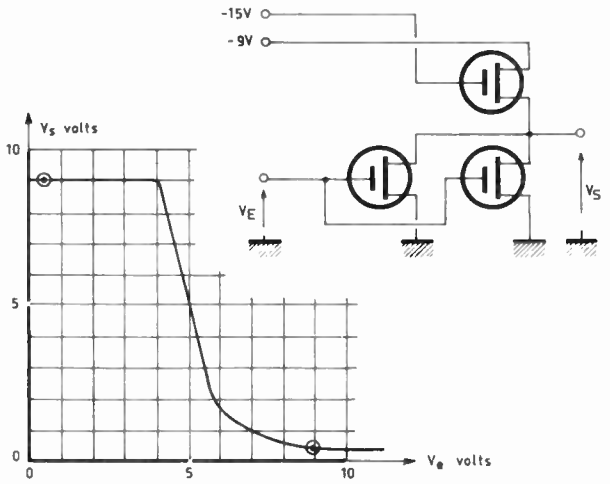


FIG. 10. Caractéristique de transfert de la porte NOR.

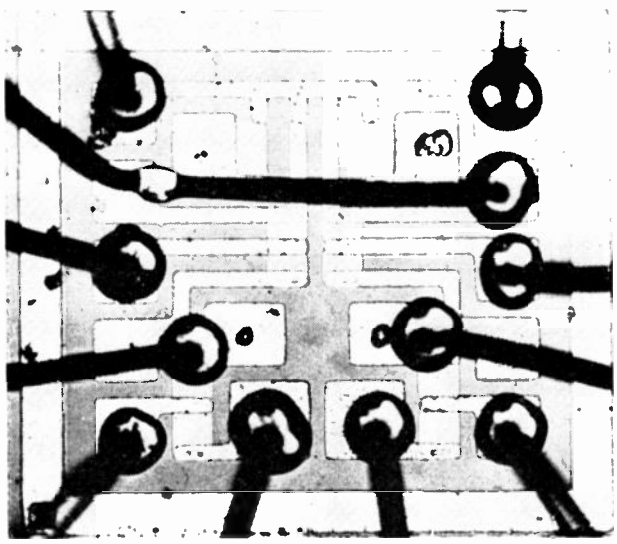


FIG. 11. — Vue d'un point mémoire réalisé par thermocompression de fil d'or de 25 µ sur la matrice de transistor MOS décrite plus haut.

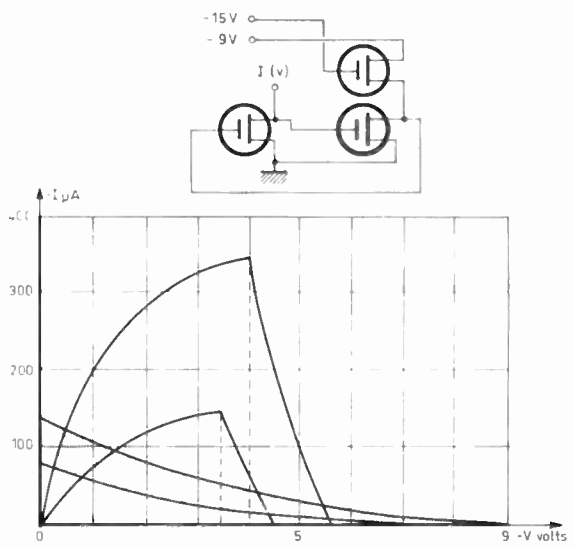


FIG. 12. — Caractéristique de transfert du point mémoire.

La figure 12 donne la caractéristique de transfert du point mémoire. Dans les zones hachurées, 95 % des courbes correspondant aux 100 motifs sont représentées.

Par ailleurs, nous avons mis au point la topologie d'un point mémoire qui pourrait nous permettre de réaliser une mémoire de petite capacité dont les caractéristiques seraient les suivantes :

- densité : 3 000 bits/cm²
- temps de cycle total : 100 ns
- 1 mW/bit
- signal sur la ligne de digit :

  1 mV/ns pour une ligne de 100 pF de capacité parasite (100 mots).

3. Concentrateur bas niveau à six entrées

Nous présentons maintenant une autre réalisation, dans le domaine analogique cette fois : il s'agit d'un concentrateur bas niveau à 6 entrées.

Nous utilisons ici la propriété fondamentale du transistor M.O.S. de ne pas avoir comme le transistor à injection de tension d' « off set » et de pouvoir présenter relativement facilement des résistances de saturation assez faibles.

La figure 13 donne le schéma du concentrateur : 6 transistors M.O.S. reliés par les sources et ses caractéristiques électriques les plus importantes.

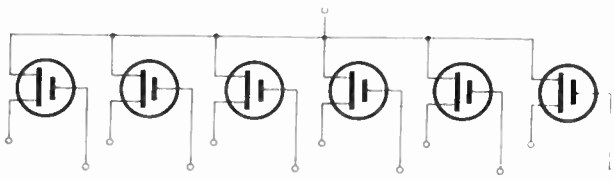


FIG. 13. — Schéma du concentrateur bas niveau et caractéristiques.
Tension de décollement : $V_T = 4{,}5$ V : mesure à $I_D = I_0$
Densité de charges en surface dans l'oxyde : $N_S = 2{,}5\ 10^{11}$/cm².
Pente : $g_m > 15$ mA/V à 100 mA.
Résistance de saturation : $R < 60\ \Omega$; $V_{GS} = 15$ V.
Tenue en tension $V_{DS} > 25$ V substrat relié à la source.
Courants de fuite : diode drain sous 10 V, $I_{DS} < 0{,}1$ nA (MOS bloqué), courant de fuite de gate sous 25 V. $I_{GS} < 10^{-11}$ A (fuite du support).

Capacité : $C_{GB} = 20$ pF ; $C_{DB} = 35$ pF ; $C_{SB} = 120$ pF | temps de commutation : 10 mA → 12 µs.

Rendement de fabrication : 25 % (5 entrées/6)

La figure 14 donne les caractéristiques I en fonction de V d'un des transistors du concentrateur.

On note la possibilité d'utiliser l'ensemble comme un transistor de puissance, jusqu'à 1 A de courant drain, les six transistors étant en parallèle.

La figure 15 donne un exemple possible d'utilisation de ce concentrateur bas niveau. On peut, en associant un grand nombre de ces éléments reliés à un amplificateur différentiel intégré et à un convertisseur analogique/numérique que l'on sait faire également en circuits intégrés, réaliser une chaîne complète de concentrations d'informations analogiques délivrées par exemple par des thermocouples.

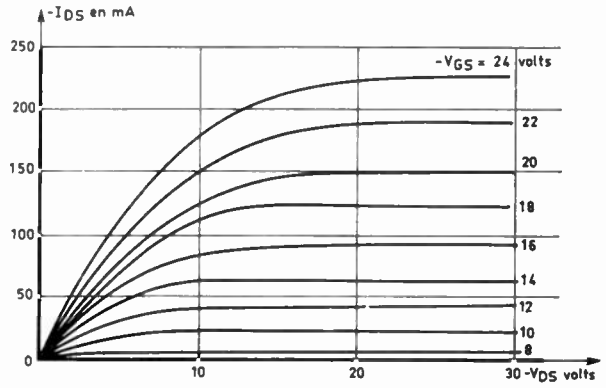


FIG. 14. — Caractéristique courant-tension du concentrateur (une entrée)

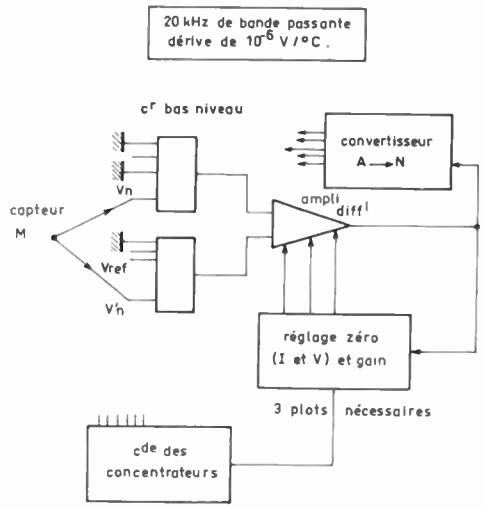


FIG. 15. — Exemple d'utilisation : chaîne de concentration d'information bas niveau, à l'aide de concentrateurs.

L'amplificateur différentiel est utilisé pour ne pas avoir à référer les signaux d'entrée par rapport à la masse et pour éliminer les *transitoires de commutation.*

On peut prévoir trois plots pour réaliser automatiquement le réglage :

— du zéro courant

— du zéro tension

— et du gain de l'amplificateur.

Les performances espérées d'un tel ensemble seraient une dérive $\leqslant 10^{-6}$ V/°C pour une bande passante de 20 kHz.

Les figures 16 et 17, montrent le concentrateur bas niveau dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

- dimensions hors tout : 1 mm × 1 mm
- longueur du canal : 6 µ
- largeur du canal : 4 000 µ
- périmètre de la source : 2,5 cm

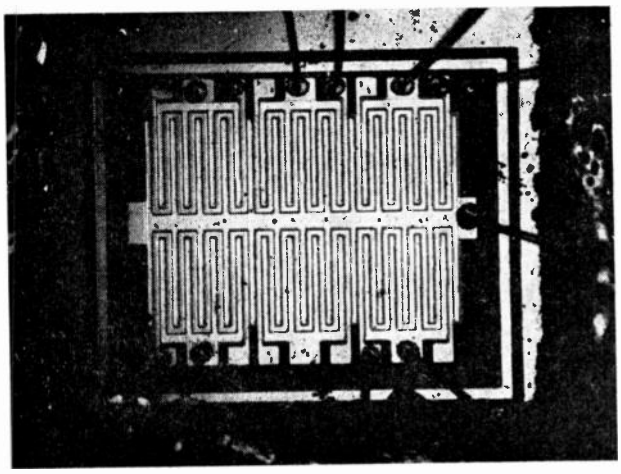


FIG. 16. — Vue du concentrateur monté sur embase.

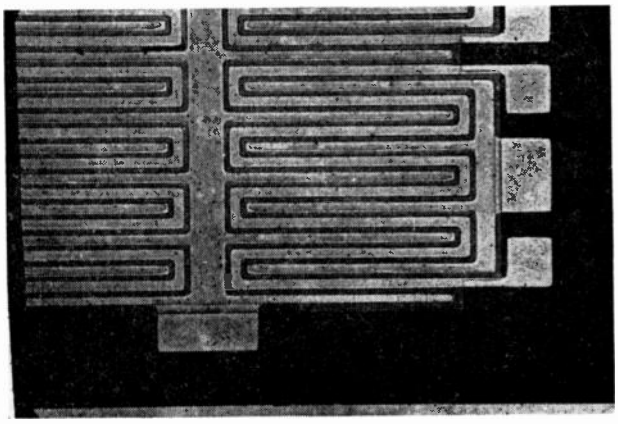


FIG. 17. — Vue particulière du même circuit.

- métallisation : 20 μ de largeur
- rendement de fabrication (5 sorties sur 6 utilisées) : 25 %.

4. Conclusion

Nous constatons que le nombre d'éléments que le technologue, dans son *compromis complexité-rendement,* a intérêt à intégrer dans ses circuits, croît très rapidement. Au début de cette évolution, quand nous en étions à 10 ou 15 composants, les circuiteurs et logiciens n'avaient aucune peine à définir des portes logiques de toutes sortes. Quand on en est arrivé à 20-25 éléments, on a pu faire un bistable, pièce maîtresse de toute machine numérique. Ce bistable a pu ensuite être amélioré et perfectionné grâce au progrès de la technologie. A l'heure actuelle, après l'apparition des bistables JK « MAITRE-ESCLAVE » comprenant plus de 50 composants, on ne voit pas très bien ce qu'on peut espérer de mieux en matière de bistable, or les progrès de la technologie continuent et on ne voit pas le bloc logique standard de grande diffusion et de complexité supérieure qui pourrait lui faire suite.

Le problème prend encore plus d'acuité depuis l'arrivée des transistors M.O.S. puisque nous en sommes actuellement, nous l'avons vu, non plus à 50 mais à 600 composants. Il est très net que les responsables du choix des circuits semblent dépassés par les événements. Nous doutons en effet que le registre à décalage 100 bits de GME à une entrée et une sortie soit, malgré son grand intérêt, un circuit de grande diffusion.

On voit qu'il est urgent d'attaquer rapidement ce difficile problème. Pour ce faire, il est nécessaire que la révolution technologique actuelle soit accompagnée d'une révolution dans la structure même des machines.

Pour terminer nous tenons à remercier tous nos camarades du Laboratoire d'Electronique Intégrée du CEN/Grenoble pour leur participation à l'étude et à la réalisation des dispositifs présents et en particulier à J.F. GAUTHERON qui est chargé des mesures sur ces divers dispositifs.

EFFETS DES RADIATIONS SUR LES DISPOSITIFS M.O.S. (*)

PAR

Ph. GLOTIN

Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble

1. Introduction

Dès l'apparition et la mise sur le marché des premiers transistors à effet de champ du type métal-oxyde-semiconducteur, leur utilisation à bord de véhicules spatiaux a paru intéressante.

En effet, certaines caractéristiques de ces dispositifs répondaient à des besoins réels des circuiteurs dans le domaine de l'électronique embarquée. Citons en particulier :

— leur faible volume, donc leur faible poids,

— leur grande impédance d'entrée,

— leur faible consommation permettant une grande densité de composants,

— leur caractéristique de transfert de forme parabolique.

Au fur et à mesure que la technologie de fabrication des M.O.S.T. devenait plus élaborée et reproductible, de nombreux circuits, particulièrement appropriés aux nécessités spatiales, ont ainsi pu être mis au point.

Toutefois, au cours des tests de fiabilité, appliqués systématiquement par la NASA aux matériels destinés à être embarqués, on a constaté que ces dispositifs présentaient une grande sensibilité aux radiations de tous genres et, en particulier, aux radiations ionisantes présentes dans les ceintures de Van Allen ou zones chargées de particules à hautes énergies entourant la terre.

De nombreuses études de laboratoire ont alors été entreprises pour tenter d'expliquer les causes physiques de cette forte dégradation et, par la suite, essayer d'y remédier.

Ces études tendent également à expliquer, en utilisant ici les radiations comme moyen d'investigation, les causes des dérives des M.O.S.T. dans le temps, même hors de la contrainte rayonnement. On sait que cette variation est l'un des défauts principaux de ces éléments à l'heure actuelle.

Dans cet exposé, nous allons tout d'abord indiquer les effets globaux des rayonnements sur les caractéristiques électriques des M.O.S.T., effets qui intéressent l'utilisateur et le circuiteur ; puis nous tenterons de donner une explication physique des phénomènes observés.

2. Action des rayonnements sur les caractéristiques électriques

Les résultats présentés résultent d'expériences d'irradiation menées au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble sur des M.O.S.T. X1004 de la société General Microelectronic. Une dizaine de composants ont été irradiés à l'aide d'électrons de 1 MeV.

Signalons que d'autres expérimentateurs tels que M. MESSENGER [1], SULLIVAN [2] ou GIRALT [3] ont obtenu des résultats tout à fait similaires et du même ordre à l'aide d'autres types de rayonnements (rayons X, gamma, neutrons), que le composant ait un canal de type *n* ou de type *p* comme c'est le cas ici.

2.1. VARIATION DE LA TENSION DE SEUIL DE CONDUCTION

Dans la suite de l'exposé, nous utiliserons les notations et les équations de fonctionnement du dispositif mises au point par C.T. SAH [4]. C'est ainsi que nous appellerons V_T la tension de seuil de conduction.

La figure 1 représente l'évolution des caractéristiques courant drain-tension drain pour différents flux intégrés au cours d'une irradiation aux électrons de 1 MeV.

On constate, comme effet principal, un glissement des caractéristiques vers le bas, ce qui signifie que :

* Conférence prononcée le 30 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude des 3e et 5e Sections de la SFER sur les Dispositifs M.O.S.

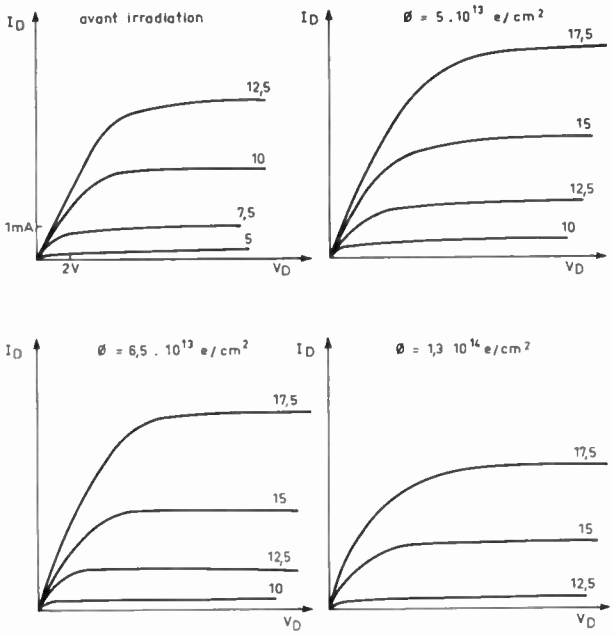


FIG. 1. — Caractéristiques $I_D V_D$ pour plusieurs valeurs du flux intégré.

— pour une tension de gate donnée, le courant I_D décroît sensiblement au cours de l'irradiation,

— pour un courant drain donné, il faut augmenter la tension de gate pour rester au même point de fonctionnement.

En particulier, la tension de seuil de conduction V_T augmente sensiblement avec le flux intégré, à flux instantané constant.

Nous avons résumé cette variation de V_T sur la figure 2 qui montre sa variation en fonction du flux

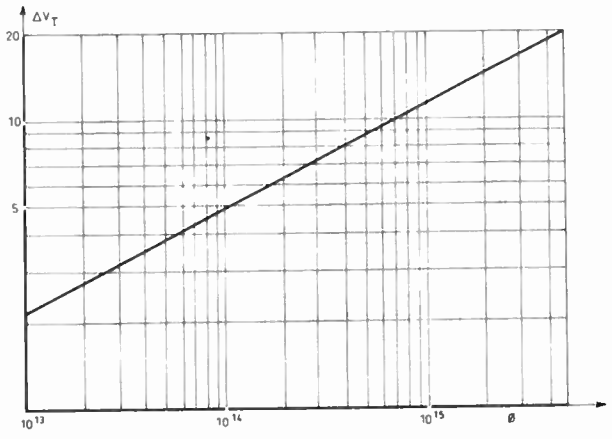


FIG. 2. — Variation de la tension de seuil de conduction avec le flux intégré.

intégré. La représentation est sur échelles Log-Log. Etant donné que la pente de la droite ainsi tracée est inférieure à 1 (elle est voisine de 1/2), cela montre que V_T croît de moins en moins vite au fur et à mesure que le flux intégré augmente. Certains auteurs américains constatent même l'apparition d'un niveau de saturation de V_T au-delà d'un certain flux intégré.

Notons que la courbe précédente a la même forme quel que soit le type de M.O.S.T., le rayonnement utilisé ou la polarisation en cours d'expérience. Seule varie la pente de la droite en représentation Log - Log. En particulier V_T prend dans tous les cas des valeurs plus négatives avec le flux.

2.2. Variation de la capacité du système M.O.S.

On a montré que la capacité M.O.S. possède un minimum pour une tension déterminée appliquée sur la gate. Or, les équations de fonctionnement montrent que cette tension est directement liée à la tension V_T. Il est donc logique de s'attendre à une évolution de la position du creux de la courbe à la suite d'une irradiation.

C'est ce que nous avons représenté sur la figure 3 où les courbes suivantes sont indiquées de gauche à droite :

— en pointillé, la courbe théorique que l'on obtient par le calcul en supposant qu'il n'y a pas de charges à l'interface $Si\text{-}SiO_2$;

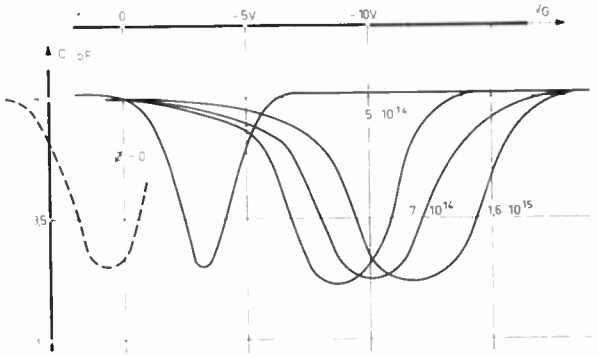


FIG. 3. — Evolution de la capacité en fonction de V_G pour plusieurs flux.

— la courbe réelle avant irradiation ;

— trois courbes correspondant à l'évolution de la capacité pour différents flux intégrés.

Sur ces courbes, on constate que :

— la tension de gate, correspondant au minimum de C, varie selon une loi similaire à la variation de V_T, c'est-à-dire augmente avec le flux intégré,

— le creux de la courbe s'élargit lorsqu'on irradie,

— enfin la valeur de la capacité pour une polarisation quelconque ne change pratiquement pas, ce qui montre que la constante diélectrique de l'oxyde est la même avant et après irradiation. Notons cependant que, sous flux, l'oxyde devient plus ou moins conducteur.

2.3. Effets d'un recuit thermique

Pour étudier l'influence d'un recuit thermique, on est évidemment limité en température par le point de fusion des thermocompressions.

La figure 4 montre l'évolution de la tension de seuil de conduction V_T au cours d'un recuit thermique de 16 heures à 150 °C. On constate que cette tension récupère à 90 % sa valeur initiale indiquée en pointillé.

L'intérêt de cette courbe est qu'elle est tout à fait similaire aux courbes de recuit obtenues par IBM [5] lors de l'étude du comportement de vacances d'oxygène dans le dioxyde de silicium.

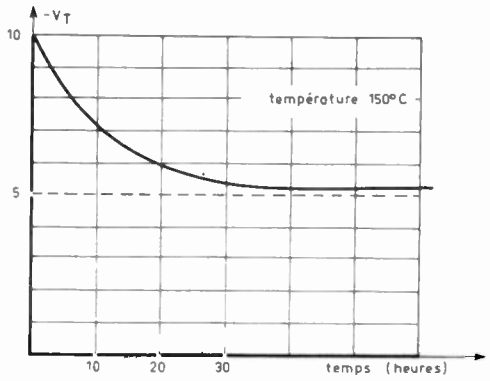


FIG. 4. — Evolution de V_T au cours d'un recuit thermique.

3. Explication physique des phénomènes observés

Ce résultat sur les courbes de recuit nous amène à rechercher la cause et le mécanisme physique au niveau moléculaire des phénomènes observés macroscopiquement sur les caractéristiques électriques.

3.1. Variation de la résistivité et de la mobilité dans le canal

Les transistors à couche d'oxyde fonctionnant à l'aide des porteurs majoritaires du canal, le paramètre physique le plus intéressant est la mobilité des porteurs majoritaires dans le canal. La durée de vie des porteurs minoritaires, généralement très sensibles aux radiations (voir le cas des transistors à injection), n'intervient pas dans le cas présent.

Sur la figure 5, nous avons montré l'évolution de la transconductance avant et après irradiation en fonction de $(V_G - V_T)$. Rappelons que la transconductance s'écrit :

$$\left(\frac{\partial I_D}{\partial V_G}\right)_{V_D > V_{DS}} = g_{ms} = \mu_p \frac{C_0}{L^2} (V_G - V_T).$$

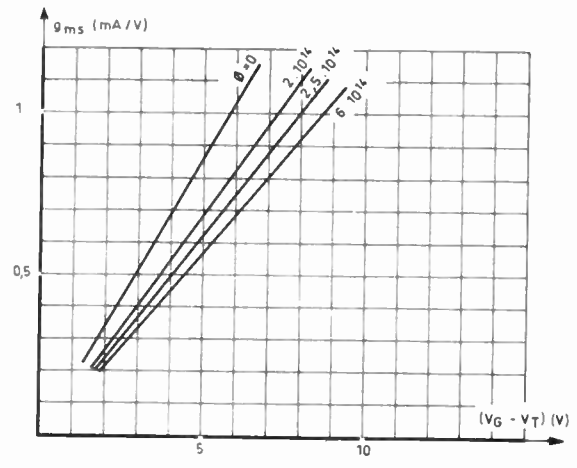


FIG. 5. — Evolution de la transconductance en fonction du $(V_G - V_T)$ pour plusieurs flux.

La théorie simplifiée de C.T. SAH [4] montre que, en première approximation, la pente des droites représentées sur la figure est proportionnelle à la mobilité μ des porteurs, dans le canal. Comme la pente de ces droites diminue avec le flux, on en déduit que la mobilité décroît sous radiations.

Toutefois les équations utilisées sont trop simplifiées pour permettre une mesure quantitative exacte de la mobilité. Il faudrait effectuer des mesures directes de μ pour avoir une certitude sur les résultats présentés ici.

On peut dire, malgré tout, que la mobilité en surface est certainement plusieurs ordres de fois plus sensible aux radiations que la mobilité massique du silicium.

3.2. Variation de la densité des charges en surface

Cependant, les variations de caractéristiques dues à une modification de la mobilité sont faibles (certains auteurs n'en parlent même pas) par rapport à l'influence prépondérante de la variation de la tension de seuil de conduction V_T.

On sait que cette tension est directement liée à la densité de charges Q_{ss} présentes dans l'oxyde et à l'interface silicium-oxyde. La relation s'écrit :

$$V_T = -(Q_{ss} + Q_B)/C_0$$

où C_0 est la capacité du système M.O.S. et Q_B la densité de charges dans la masse du semiconducteur.

Nous avons vu plus haut que C_0 ne varie pratiquement pas sous flux ; d'autres expériences sur du silicium monocristallin ont montré que les faibles variations de Q_B étaient incapables d'expliquer une évolution aussi considérable de V_T.

La cause principale de la dégradation est donc l'apparition de charges à l'interface Si - SiO_2 et dans l'oxyde. Il nous reste à tenter d'expliquer le processus de création de ces charges et leur localisation dans le système M.O.S. Nous nous baserons sur plusieurs expériences réalisées aux USA et à Toulouse et qui permettent d'élaborer une théorie cohérente. Toutefois, aucune preuve formelle du mécanisme proposé n'a encore, à notre connaissance, été présentée.

3.2.1. *Analyse de l'origine des charges*

Nous avons signalé plus haut que, quel que soit le type du dispositif et sa polarisation, la tension V_T évolue sous flux vers les fortes valeurs négatives. Cela signifie que, dans tous les cas, l'irradiation se traduit par l'apparition de charges positives dans le système oxyde-interface.

De plus, les effets d'un recuit ont montré la présence probable de vacance oxygène dans le système.

On est donc amené [1] à concevoir le processus suivant :

Au cours de l'irradiation, l'oxyde étant conducteur par dissociation des molécules de SiO_2, les ions mobiles, en l'occurrence l'oxygène, peuvent "migrer" et sont donc attirés vers l'électrode de polarité négative (métal ou semiconducteur, suivant les cas), où ils sont piégés ou adsorbés. Cette charge demeure en fin d'irradiation et présente une bonne stabilité, l'oxyde n'étant plus conducteur après coupure du flux.

Cette théorie rend compte des deux expériences suivantes :

— D'une part, à flux instantané constant, V_T croît moins vite lorsque le flux intégré augmente : cela proviendrait d'une saturation du processus d'adsorption et de la présence d'un processus de recombinaison qui, peu à peu, entre en compétition avec le processus de création.

— D'autre part, les expériences menées à Toulouse par M. GIRALT et ses collaborateurs montrent que la valeur finale de V_T dépend largement de la polarisation de la gate. On peut expliquer ce phénomène par la différence d'adsorption du métal ou du semiconducteur suivant les cas et par l'influence de la valeur du champ électrique dans l'oxyde au moment du piégeage des ions mobiles.

3.2.2. *Localisation des charges*

Cette théorie est également assez bien corroborée par les résultats obtenus par M. BALLONOF chez Fairchild [6]. Dans ses expériences, on mesure V_T après chaque attaque partielle chimique de l'oxyde que l'on enlève ainsi, couche après couche. On peut en déduire chaque fois la valeur de Q_{ss} en corrigeant la variation due à la diminution de l'épaisseur d'oxyde.

Les résultats sont indiqués sur la figure 6 qui montre la variation de la densité de charges dans l'oxyde en

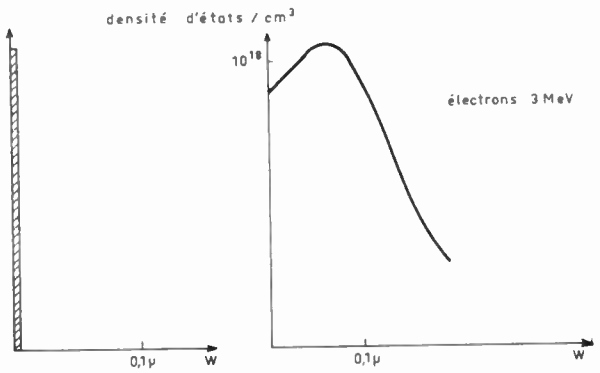


FIG. 6. — Distribution spatiale des charges dans l'oxyde.

fonction de la profondeur. L'irradiation a lieu aux électrons de 3 MeV sur des dispositifs non polarisés.

On voit que :

— dans le cas d'un matériau *p*, toutes les charges sont à l'interface Si-SiO_2,

— dans le cas d'un matériau *n*, on obtient une courbe de répartition sur une certaine épaisseur d'oxyde.

4. Conclusion

Les conclusions à tirer de ces résultats ne sont donc sans doute pas aussi pessimistes que l'on pourrait le penser a priori.

Bien sûr, les M.O.S.T. sont extrêmement sensibles aux radiations. Pour donner un exemple, en travaillant sur des dispositifs non polarisés pendant l'irradiation, on constate que, sous des flux de 1 MeV :

— dans le cas des M.O.S.T., g_m perd 50 % de sa valeur pour un flux d'environ 10^{14} électrons/cm² ;

— dans le cas des transistors à injection (type 2 N 708 par exemple), β atteint 50 % de sa valeur initiale pour des flux de l'ordre de $5 \cdot 10^{15}$ à 10^{16} électrons/cm² ;

— dans le cas des dispositifs à effet de champ à jonctions, c'est seulement pour un flux de 10^{17} électrons/cm² que g_m se dégrade de moitié.

Cependant, nous avons vu que, en agissant sur la polarisation du dispositif, on peut considérablement réduire son taux de dégradation sous flux. Un facteur 10 peut être sans doute gagné en appliquant une tension positive sur l'électrode métallique, c'est-à-dire en dirigeant le champ électrique du silicium vers le métal.

De plus, la grande miniaturisation des systèmes à M.O.S.T. permet d'envisager, pour les matériels embarqués, la mise en place de plaques de protection (aluminium et plomb) très localisées et donc d'un poids non prohibitif.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MESSENGER G.C. and al. — Displacement damage in M.O.S. transistors. *IEEE Trans. on Nuclear Science*, Vol. N.S. 12. n° 5, pp. 78-82.

[2] SULLIVAN D.C. — Transient radiation induced response in M.O.S. field effect transistors. *I.B.M. Federal Systems Division*, Owego, juillet 65, 21 pages.

[3] GIRALT, ESTÈVE, ANDRÉ. — Expériences d'irradiation sur les transistors M.O.S.T. Communication au colloque de l'I.P.N. Lyon du 22 novembre 1965.

[4] SAH C.T. — Characteristics of M.O.S. transistors. *I.E.E.E. Trans. in Electron Devices ED*-11, pp. 324-345.

[5] Numéro spécial de l'I.B.M. *Journal of Research and Development*, Vol. 8, n° 4, septembre 1964.

[6] BALLONOFF A. — Fairchild Semiconductor. R and D Lab. Communication privée.

APPLICATIONS DES ÉLÉMENTS A EFFET DE CHAMP A GRILLE ISOLÉE*

PAR

A. SEV

Compagnie générale de Télégraphie sans Fil
Centre de Recherches Physico-Chimiques

1. Généralités

Nous nous proposons, dans le texte présenté ci-après de passer en revue les applications des éléments à effet de champ à grille isolée (M.O.S. ou statistors). Nous examinerons successivement les différents domaines de fréquence :

— basses fréquences,
— fréquences de radiophonie,
— fréquences de télévision.

Bien entendu, les quelques exemples décrits n'épuisent pas la liste des applications possibles. Ils sont destinés surtout à illustrer les différentes caractéristiques pouvant renseigner l'utilisateur de statistors. Certaines propriétés de ces éléments sont fort intéressantes et susciteront probablement des utilisations nouvelles dans les prochaines années.

2. Applications en basse fréquence

Le statistor présente en basse fréquence plusieurs caractéristiques remarquables. La mieux connue est la valeur élevée de la résistance d'entrée. Cette valeur est généralement supérieure à 10^{14} ohms lorsque les fuites dues à l'embase peuvent être négligées.

La plupart des éléments actuellement disponibles sur le marché est montée dans des boîtiers standard TO18 dont la résistance de fuite est souvent de l'ordre de 10^{13} ohms. Si l'on veut conserver la valeur maximale de la résistance d'entrée, il faut recourir à des embases spéciales.

2.1. Electrométrie

Une première application basée sur la valeur élevée de la résistance d'entrée est l'utilisation dans l'étage d'entrée d'un électromètre.

La résistance d'entrée du statistor est quelque peu inférieure à celle des meilleurs tubes électromètres qui dépassent généralement 10^{15} ohms.

En revanche, le statistor présente des commodités d'emploi :

— pas de filament chauffant,
— pas d'effet microphonique,
— un faible encombrement, donc facilité de blindage,
— une pente 100 fois plus forte que celle du tube électromètre.

Grâce à la valeur élevée de la pente, on peut utiliser les montages à contre-réaction les plus simples qui permettent d'augmenter encore, si besoin est, l'impédance d'entrée.

2.2. Amplificateur d'entrée a impédance élevée

Plus généralement, le statistor convient pour équiper l'étage amplificateur d'entrée attaqué par un générateur à impédance élevée :

— diode photosensible,
— faisceau cathodique,
— pH-mètre, etc.

Le faible encombrement du statistor facilite son emploi dans certains transducteurs. Citons, à titre d'exemple, le capteur de pression formé par une cellule piézoélectrique et un statistor, montés dans un boîtier dont le volume est à peine supérieur à celui du TO18 Cet ensemble est décrit en détail dans la communication de M. Faure.

2.2.1. *Protection du statistor*

Lorsque la tension instantanée à l'entrée de l'amplificateur peut dépasser la valeur limite correspondant au montage utilisé, il est nécessaire de prévoir un circuit de protection.

* Conférence prononcée le 30 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude des 3e et 5e Sections de la SFER sur les Dispositifs M.O.S.

Une méthode simple et efficace consiste à connecter en parallèle avec l'entrée un tube à gaz (néon ou autre) dont la tension d'amorçage est inférieure à la tension maximale permise.

Afin de tenir compte de la constante de temps à l'amorçage du tube, on dispose en série avec la grille une résistance R de quelques mégohms et, en parallèle, une capacité C de quelques dizaines de picofarads. Une résistance r entre la borne d'entrée et le tube est destinée à limiter le débit de ce dernier (schéma fig. 1).

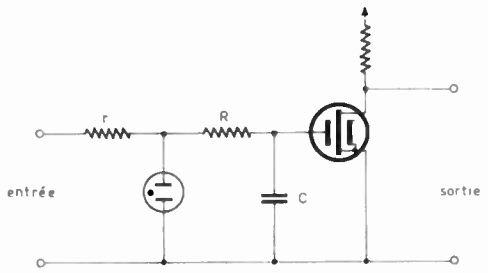


FIG. 1.

La résistance d'isolement d'un tube à gaz non amorcé est extrêmement élevée et ne détériore pas la valeur de l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

2.3. SCHÉMAS DE PRÉAMPLIFICATEURS

On a reproduit ci-après quelques schémas classiques de préamplificateurs dont l'étage d'entrée est équipé d'un statistor.

Dans le schéma figure 2, l'étage d'entrée est couplé directement avec un étage équipé d'un transistor classique PNP. Le point de fonctionnement du statistor est stabilisé par la contre-réaction.

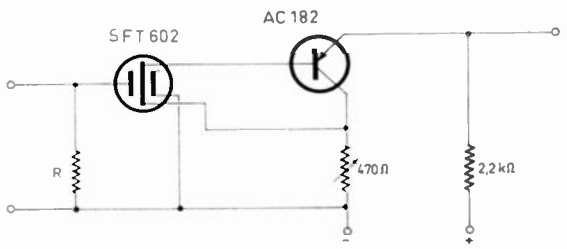


FIG. 2.

Ce montage a été fréquemment utilisé au cours de la première période du développement des statistors. Le courant drain était alors sujet à des variations dues à la migration des ions dans le dioxyde de silicium. Les progrès de la technologie réalisés au cours des deux dernières années ont considérablement amélioré la stabilité intrinsèque du statistor.

Lorsque la grandeur qu'on mesure subit des variations rapides, il faut élargir, autant que possible, la bande passante de l'amplificateur. Le schéma figure 3 permet d'atténuer l'effet des capacités internes du statistor et d'élargir la bande passante.

On réalise ainsi des bandes passantes de quelques kHz avec un générateur ayant une résistance interne de 1 000 MΩ.

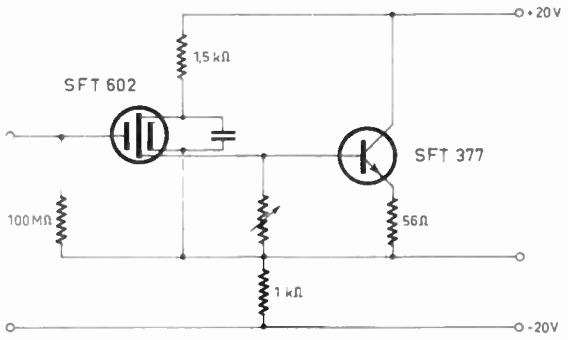


FIG. 3.

On peut aller plus loin dans cette voie. Lorsque le générateur présente une capacité parallèle, le schéma, figure 4, basé sur l'emploi de la réaction positive stabilisée, permet de compenser en grande partie cette capacité. On notera que l'étage d'entrée, équipé de statistor, peut être relié à l'amplificateur par un câble blindé de plusieurs mètres.

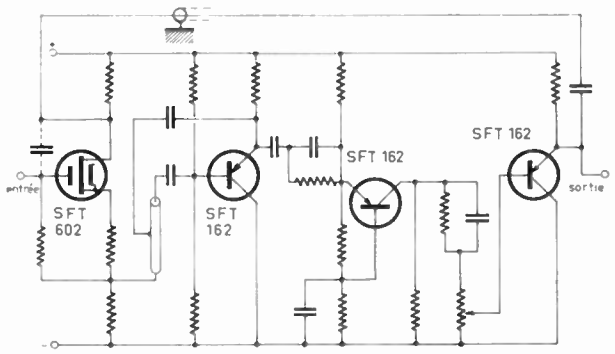


FIG. 4.

2.4. MÉMOIRES ET CONSTANTES DE TEMPS

L'impédance d'entrée élevée du statistor permet la réalisation de constantes de temps importantes avec des condensateurs de faible valeur.

Une application basée sur cette propriété est la mémorisation d'une tension de référence.

Une mémoire capacitive fonctionnant avec un tube à vide normal doit alimenter la résistance de fuite de grille qui dépasse rarement 10^9 Ω. En remplaçant le tube à vide par un statistor, on peut réduire la capacité-mémoire dans le rapport de 1 000 à 1.

Une autre application comportant des constantes de temps de valeur élevée est le générateur de très basses fréquences. Ici encore, le statistor permettra de réaliser une économie de matériel appréciable.

2.5. RÉSISTANCE VARIABLE A COMMANDE ÉLECTRONIQUE

Un deuxième groupe d'applications est basé sur une autre propriété remarquable du statistor, dans la région « ohmique » des caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$: pour les tensions V_{DS} faibles le statistor est caractérisé par une conduction bilatérale symétrique.

L'examen des caractéristiques autour de l'origine (fig. 5) montre qu'il n'existe aucune tension de déca-

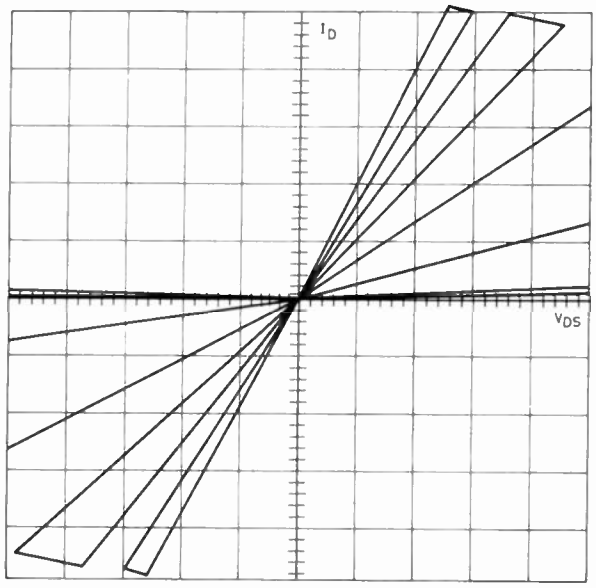


FIG. 5.

lage (« off set ») analogue à celle qu'on trouve dans le transistor classique. Le statistor se comporte donc comme une résistance variable dont la valeur dépend de la tension appliquée à la grille.

La fréquence maximale d'utilisation en résistance variable n'est limitée que par les capacités parasites du statistor qui ne dépassent pas quelques picofarads.

On peut imaginer un grand nombre de schémas d'atténuateurs à commande électronique qu'on pourra former en combinant des résistances fixes et des statistors.

On peut également concevoir des atténuateurs dont l'atténuation est fonction de la tension d'entrée, ce qui permet de résoudre certains problèmes dans les amplificateurs de servomécanismes.

Signalons également l'emploi possible des statistors dans les filtres temporels.

2.6. Commutateur électronique

Si l'on examine les valeurs extrêmes que peut prendre la résistance d'un statistor monté en résistance variable, on constate que le rapport R_{max}/R_{min} peut dépasser 10^6. Le statistor se prête donc facilement à la réalisation d'un commutateur électronique à performances élevées.

Un cas particulier de commutateur est le « chopper » ou le découpeur qu'on utilise pour transformer une faible tension continue en tension alternative, plus facile à amplifier dans un amplificateur classique. La figure 6 représente deux montages classiques de découpage, équipés de statistors.

Dans le montage du haut, on opère le découpage en introduisant le statistor en série avec la source. La composante alternative de la tension recueillie sur la résistance de charge est transmise par un condensateur à l'entrée de l'amplificateur.

Dans le montage du bas, une résistance appropriée est placée en série avec la source, le statistor est monté en parallèle sur la résistance de charge.

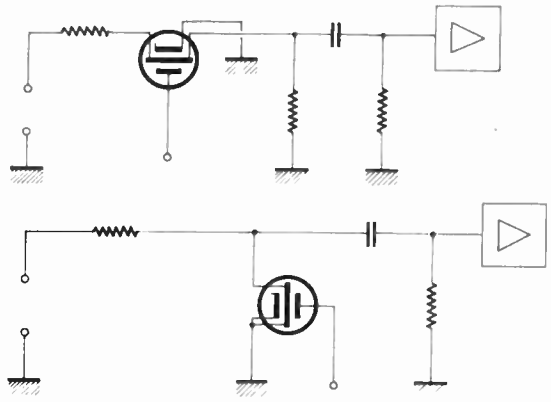


FIG. 6.

Lorsqu'on opère à des fréquences de découpage élevées et que l'on a à mesurer des tensions faibles, on est généralement conduit à compléter ces schémas par un dispositif d'équilibrage, qui permet d'éliminer l'injection parasite de la tension de découpage appliquée à la grille du statistor, à travers la capacité C_{GD}.

On peut également utiliser le schéma série-parallèle à deux statistors : on remplace la résistance série du deuxième montage par un statistor commandé en opposition de phase avec le statistor parallèle.

2.7. Modulateur

La transformation d'une tension continue en tension alternative peut être opérée également en utilisant le statistor comme modulateur.

Le schéma figure 7, dû à A. Donavy, est basé sur la conduction bilatérale. Il comprend une résistance de dissymétrie. La tension à l'entrée étant nulle,

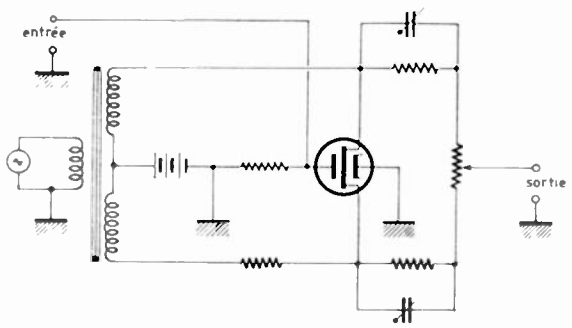


FIG. 7.

on règle le potentiomètre d'équilibrage de façon à annuler la tension de sortie. Une tension V_G positive ou négative fait alors apparaître à la sortie une tension alternative dont la phase s'inverse avec le signe de V_G.

Ce montage convient particulièrement pour les générateurs ayant une impédance $\geqslant 10^{12}\ \Omega$.

3. Applications en haute fréquence

3.1. Remarque préliminaire

Il existe deux types d'éléments M.O.S. ou statistors :

— l'élément classique dans lequel la métallisation portée par le dioxyde recouvre complètement le canal,
— L'élément à semi-recouvrement où la métallisation ne recouvre pas la partie du canal adjacente au drain, ce qui réduit considérablement la capacité grille-drain.

C'est généralement ce dernier type qui est proposé pour les utilisations aux fréquences les plus élevées.

3.2. Caractéristiques de transmodulation

Le développement des éléments à haute fréquence a été entrepris tout récemment aux Etats-Unis et en France. L'intérêt qu'ils ont suscité est motivé principalement par les caractéristiques exceptionnelles qu'ils présentent en transmodulation. De nombreux résultats ont déjà été publiés à ce sujet. Nous empruntons quelques chiffres à une publication récente [1].

On a comparé en transmodulation les éléments suivants :

— un M.O.S. du type K 1001,
— un tube à vide nuvistor 6 CW 4,
— un transistor classique au silicium 2 N 2857.

Les niveaux du brouilleur ont été mesurés pour une transmodulation de 1 % en faisant varier le gain de l'étage. Ils sont représentés par trois courbes en fonction du gain de l'étage.

Au maximum de gain, on relève les niveaux de brouilleur ci-après (valeurs ramenées à la résistance d'entrée de 4 500 Ω) :

— M.O.S.	310 mV
— Nuvistor	82 mV
— Transistor NPN	18 mV

On voit que l'élément M.O.S. admet des niveaux de brouilleur 17 fois plus élevés que le transistor NPN. Cette différence s'atténue progressivement à mesure que l'on réduit le gain de l'étage.

Nous avons effectué en 1964 des mesures comparatives analogues à celles que nous venons de citer. La comparaison a porté sur un statistor, un transistor drift PNP et un élément à effet de champ à jonction (F.E.T. de Shockley). La fréquence de mesure était de 1,1 MHz.

La différence mesurée entre le statistor et le transistor PNP est sensiblement la même que celle déjà citée entre le M.O.S. et le transistor NPN. D'autre part, la comparaison entre le F.E.T. et le statistor a fait ressortir une différence de 6 à 8 dB en faveur du statistor.

La supériorité du statistor trouve une justification dans les équations de base fournies par la théorie élémentaire. La théorie simplifiée de l'élément M.O.S. [2] conduit à une formule qui donne le courant de saturation I_D en fonction de la tension appliquée à la grille :

$$I_D = A(V_G - \varepsilon)^2$$

où A est défini par les dimensions géométriques de l'élément ainsi que par les constantes physiques du matériau ; ε dépend surtout de l'état physique de l'interface Si-SiO_2.

Cette formule constitue une approximation satisfaisante dans la partie la plus souvent utilisée des caractéristiques $I_D = f(V_D)$.

On voit que la pente :

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} = 2A(V_G - \varepsilon)$$

est une fonction linéaire de V_G, et que toutes les dérivées $\frac{\partial^n I_D}{\partial V_G^n}$ d'ordre supérieur à 2 sont nulles. Cela signifie que la transmodulation est nulle dans toute la région du plan (I_b, V_D) où s'applique l'équation de base.

Il n'en va pas de même pour le F.E.T. à jonction de Shockley. Ici, la théorie de Shockley [3] conduit à l'équation :

$$I_D = I_0\left[1 - 3\frac{V_G}{V_p} + 2\left(\frac{V_G}{V_p}\right)^{3/2}\right]$$

où V_p est la tension de coupure.
On en tire :

$$g_m = g_0\left(1 - \sqrt{\frac{V_G}{V_p}}\right)$$

et l'on voit que la transmodulation théorique n'est pas nulle dans le cas du F.E.T.

3.3. Performances actuelles en haute fréquence

L'emploi du statistor dans l'étage d'entrée et l'étage mélangeur des récepteurs paraît devoir s'imposer. Encore faut-il que le statistor puisse procurer un gain HF suffisant et un facteur de bruit au plus égal à celui des meilleurs transistors.

Ces deux conditions se trouvent réalisées actuellement jusqu'à des fréquences de l'ordre de 200 MHz par des éléments M.O.S. en développement chez plusieurs fabricants américains.

Un statistor HF utilisable jusqu'à 100 MHz a été réalisé en 1965 aux laboratoires R.P.C. de la CSF par C. Motsch. Ce statistor est actuellement en développement. En voici quelques caractéristiques relevées à la fréquence de 50 MHz :

— gain théorique	24 dB
— gain utilisable d'un étage amplificateur	21 dB
— facteur de bruit	2 dB
— facteur de bruit de l'étage	2,5 dB
— fréquence maximale d'oscillation ..	400 MHz
— capacité grille-drain	0,15 pF

3.4. Utilisation des statistors dans les récepteurs

L'amélioration des caractéristiques de transmodulation intéresse en premier lieu tous les usagers de la réception professionnelle. Les statistors devraient équiper les étages d'entrée et de mélange de tous les matériels transistorisés.

Les récepteurs les plus exposés à la transmodulation sont les récepteurs mobiles. Il est vraisemblable que le statistor sera adopté dans les récepteurs auto-radio dès que les conditions de prix compétitif seront remplies.

3.5. Utilisation des statistors dans les téléviseurs

Les limites de fréquence qu'on vient d'indiquer (§ 3.3.) ne permettent pas actuellement d'utiliser les éléments M.O.S. dans le sélecteur UHF des bandes IV et V de la télévision. Cependant, la mnltiplication des émetteurs TV de toute nature obligera les constructeurs à améliorer les caractéristiques de transmodulation des récepteurs TV. Un statistor prévu pour fonctionner à 1 000 MHz permettra, sans doute, de résoudre ce problème.

4. Circuits logiques

Cette application a été traitée en détail dans la conférence de M. Lacour. Nous nous limiterons ici à quelques remarques d'ordre général.

On constate depuis deux ans une extension considérable des circuits intégrés à statistors. Cette extension est motivée par plusieurs raisons :

En premier lieu, la réalisation des circuits composés uniquement de statistors comporte un nombre d'opérations plus réduit et conduit à un prix de revient plus bas que celui des circuits intégrés classiques.

D'autre part, l'image d'un circuit intégré de cette espèce est plus facile à interpréter électriquement que celle du circuit intégré. La mise en place est donc plus simple — avantage appréciable dès que le nombre d'éléments augmente.

Enfin, les propriétés remarquables des statistors que nous venons de commenter trouvent naturellement des applications spécifiques dans le cas des circuits intégrés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Kolk Paul E. et Maloff Irwin A. — *Electronics Dec.*, 14, 1964, pp. 71-74.
[2] Hofstein S.R. et Heiman F.P. — *Proc. I.E.E.E.*, Sept. 1963, pp. 1190-1202.
[3] Shockley W. — *Proc. I.R.E.*, Nov. 1952, pp. 1365-1376.

UTILISATION DES TRANSISTORS M.O.S. *

PAR

J.P. OEHMICHEN

Ingénieur E.P.C.I., Professeur à l'I.S.E.N.

Nous nous limiterons, en ce qui concerne les transistors M.O.S.T. (Métal Oxyde Semiconducteur Transistor) à trois points de vue : leur protection contre le claquage de grille, leur utilisation en commutation « tout ou rien » (et principalement en modulateur de tension continue) et leur comparaison avec les transistors à effet de champ à grille non isolée (à une jonction).

1. Protection du transistor

L'utilisateur du M.O.S.T. doit avoir constamment présente à l'esprit la notion du danger que court le transistor du fait des tensions accidentelles qui peuvent apparaître entre sa grille et ses autres électrodes. En effet, il ne faut pas oublier que la grille du M.O.S.T. est parfaitement isolée du canal dans lequel le champ électrique de cette grille commande l'enrichissement ou l'apauvrissement en porteurs majoritaires. Il y a une couche de silice, extrêmement mince, entre cette grille et le canal. On conçoit donc qu'une tension relativement modeste (40 à 100 V suivant les types) soit suffisante pour entraîner le claquage de cette couche isolante, et il s'agit ici d'un claquage *destructif* qui met le dispositif hors d'usage.

L'isolement de la grille est extrêmement élevé, 10^{13} Ω est une valeur courante (c'est d'ailleurs là le principal avantage de ce type de transistors). En outre, la capacité que cette grille présente par rapport aux autres électrodes est très faible, 3 à 5 pF étant une valeur normale (on a d'ailleurs tout fait pour minimiser cette capacité). On voit donc qu'une charge électrostatique correspondant seulement à $2{,}5\ 10^{-10}$ C suffit pour porter la grille aux 50 V fatidiques par rapport aux autres électrodes. Une telle charge est libérée par des actions électrostatiques infimes, et l'on doit procéder, lors de la manipulation du M.O.S.T., avec des précautions qui touchent à la maniaquerie, si l'on veut éviter la destruction du transistor.

1.1. Précautions de manipulation

Comme le dit une notice de constructeur « la simple insertion des connexions du transistor dans un tube de polystyrène ou dans un anneau isolant peut amener la destruction de la couche de silice ». Il faut donc éviter soigneusement toute cause d'électrisation statique quand on manipule un M.O.S.T.

Il faut commencer par mettre soigneusement à la terre... l'opérateur lui-même. Il est facile de mesurer la différence de potentiel que peut prendre par rapport à la terre un homme ayant des semelles isolantes (ou marchant sur un sol isolant) : on constate avec étonnement qu'elle atteint facilement des milliers de volts et qu'elle apparaît rapidement, uniquement par le frottement des chaussures sur le sol, des mains sur une surface isolante ou même du corps de l'expérimentateur sur l'air (si étrange que cela puisse paraître, un bon courant d'air atteignant un homme isolé peut le charger à plusieurs centaines de volts par rapport à la terre). C'est d'ailleurs dans ces charges électrostatiques que résident les explications des accidents « incompréhensibles » qui frappent quelquefois ceux qui manipulent des explosifs ou des mélanges détonnants, comme des vapeurs de carburants par exemple.

La mise à la masse de l'opérateur peut être effectuée par l'intermédiaire d'un bracelet métallique extensible au poignet, auquel on connecte un fil relié

* Conférence prononcée à la S.F.E.R. le 30 mars 1966.

à la terre à travers une résistance de 100 kΩ. Cette résistance ne gène en rien l'écoulement vers le sol des charges électrostatiques, mais elle protège l'opérateur en cas de contact accidentel avec un pôle du secteur.

Evidemment, la présence de ce fil (que l'on oublie systématiquement quand on doit s'écarter de la table...) est une sujétion très gênante, mais cette solution est infiniment plus efficace que celle qui consiste, pour l'opérateur, à toucher périodiquement un fil relié à la terre.

Pour éviter un champ électrique parasite, il est recommandé de placer sur la table où l'on travaille une feuille de plastique métallisé d'un côté (par exemple, du stratifié pour circuits imprimés), le côté métallisé étant en dessous et relié à la terre.

Le montage sur lequel le transistor sera inséré doit être, lui aussi, relié à la terre ou, à défaut, touché par l'opérateur juste avant l'insertion du transistor dans son emplacement.

Enfin, une source importante de destruction des transistors M.O.S.T. est la force électro-motrice qui apparaît normalement sur les pannes des fers à souder. Même si le fer n'a aucune fuite entre la résistance chauffante et la panne, il y a des capacités réparties inévitables qui font que l'on peut souvent trouver, sur une panne de fer à souder alimenté par le secteur, une tension de 50 à 100 V efficaces par rapport à la terre (on ne peut détecter cette tension qu'au moyen d'un appareil de mesure de très haute impédance d'entrée). Il faut donc mettre *parfaitement* à la terre la panne du fer à souder, ce qui est moins facile qu'on ne pourrait le croire, car l'oxyde de cuivre qui se forme sur les pannes est très isolant, et, quand le fer est chaud, il peut se reformer sous le contact. Pour l'éviter, il faut utiliser une mise à la terre par une pince crocodile ayant un ressort particulièrement fort, ou, de préférence, par une connexion brasée sur la panne du fer.

1.2. Le court-circuit des électrodes

Normalement, un transistor M.O.S.T. est fourni avec un dispositif qui court-circuite ses électrodes. Ce peut être un ruban métallique enroulé sur les fils juste sous le boîtier ; on trouve aussi un morceau de tube de petit diamètre dans lequel passent tous les fils, ce qui les amène à se toucher. Dans ce dernier cas, il faut faire très attention lors de l'enlèvement de ce tube, s'il est isolant : en le glissant sur les connexions, si l'on n'a pas de chance, on peut engendrer sur le fil de grille une tension fatale.

Le meilleur court-circuit des électrodes est réalisé par le ruban métallique dont nous avons parlé. Si le transistor n'en est pas muni, on a tout intérêt à enrouler un tel ruban avant toute manipulation. Il faut éviter un ruban d'aluminium, qui risque de ne pas faire contact, et préférer un ruban de fin clinquant de cuivre ou de laiton (0,02 mm d'épaisseur et 2 à 4 mm de largeur). Pour être sûr que ce ruban est bien appliqué sur les électrodes, le mieux est de l'entourer à son tour d'un cerclage en fil de plomb.

Ce ruban devra être laissé en place pendant toutes les opérations de manipulation, de montage, de soudage du transistor. L'utilisation de ce ruban ne dispense nullement d'observer les précautions antistatiques que nous avons énumérées au paragraphe précédent.

Il est, d'autre part, tout à fait recommandé (tout au moins dans le début de la mise au point du montage) de placer, en série dans la connexion arrivant à la grille du M.O.S.T. (ou, plus exactement, au point où sera soudé ou raccordé le fil de grille du transistor), une résistance de 1 MΩ. Avant de retirer le ruban de court-circuit du transistor, on mesure (avec un voltmètre de très haute impédance interne) la tension existante entre la source du M.O.S.T. et l'extrémité de la résistance de 1 MΩ non reliée à la grille du M.O.S.T. On n'enlèvera le ruban de court-circuit que si cette mesure indique une tension suffisamment basse. Même si le ruban faisait mauvais contact sur le fil de grille du M.O.S.T., sa résistance de contact serait de toute façon négligeable par rapport à 1 MΩ et l'on peut ainsi sauver le transistor.

1.3. Montages de protection du transistor dans le circuit

On peut facilement imaginer un montage empêchant la grille du M.O.S.T. de devenir trop positive ou trop négative par rapport à la source. La figure 1 indique une réalisation possible, parfaitement évidente d'ailleurs.

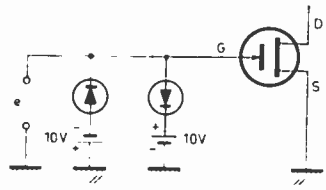


Fig. 1. — Les deux diodes empêchent le potentiel de la grille du transistor M.O.S. de sortir de l'intervalle — 10, + 10 V, protégeant ainsi l'isolement grille-source contre les tensions dangereuses, mais on perd ainsi beaucoup de l'isolement d'entrée.

Mais le grave inconvénient de tous les montages de ce type est qu'ils diminuent énormément l'isolement d'entrée du M.O.S.T. qui n'est plus alors que celui d'une jonction bloquée de diode au silicium. Dans ces conditions, à quoi bon utiliser un M.O.S.T., alors que l'on a réduit son isolement d'entrée à une valeur que peut concurrencer un bon transistor à effet de champ à jonction ?

Nous avons fait quelques essais, en tentant de sélectionner des diodes à fuite inverse particulièrement réduite. La gamme des diodes utilisables est extrêmement vaste et nos résultats sont certainement améliorables dans une importante proportion.

Les diodes qui nous ont donné les meilleurs résultats sont les FD 300 et les BAY 73 (S.G.S.). En éliminant une diode sur trois, on arrive à des courants inverses de l'ordre de 40 pA en moyenne à la température ambiante sous 6 V. Comme le courant de fuite est relativement peu fonction de la tension inverse (tant que celle-ci demeure faible), on arrive, en appariant deux diodes, à réduire le courant parasite d'entrée à 5 pA, ce qui correspond à un gain

d'isolement d'environ 10 par rapport aux meilleurs transistors à effet de champ à jonction que nous ayons expérimentés (les gridistors 2 G 2 SESCO). Mais cet isolement est tout de même cent fois plus faible que celui que l'on peut réaliser sans la protection par diodes.

L'idéal serait de disposer d'un dipôle un peu analogue à la diode Zener, présentant une impédance de plus de 10^{14} Ω quand la tension à ses bornes est inférieure à 10 V et passant instantanément à une impédance dynamique très faible quand la tension dépasse un seuil de 20 V par exemple. Un tel dipôle n'existe pas actuellement, à notre connaissance ; certains considèrent même sa réalisation comme impossible, il reste donc à souhaiter que quelqu'un (qu'on n'aurait pas mis au courant de cette impossibilité) le réalise.

On peut toutefois obtenir des résultats encore meilleurs qu'avec le montage de la figure 1 si l'on utilise le M.O.S.T. dans un amplificateur de gain unité comme celui de la figure 2. Les diodes D_1 et D_2 sont des modèles à très faible fuite inverse, aussi

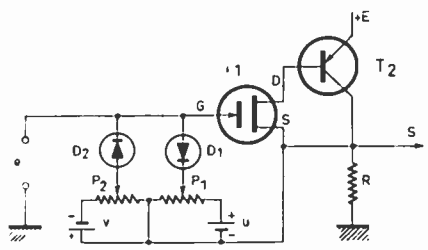


FIG. 2. — En utilisant deux diodes de protection appariées et en réglant leurs tensions inverses au moyen des potentiomètres P_1 et P_2, on arrive à réduire encore le courant parasite apporté par la fuite des diodes. L'ensemble de T_1 (M.O.S.) et de T_2 (p-n-p à injection) constitue un amplificateur à deux étages que l'on a monté ici en contre-réaction totale, assurant ainsi un gain en tension très proche de l'unité. Ainsi, les tensions aux bornes des diodes restent constantes tant que e ne varie pas au point d'amener T_2 au blocage (tension $S = 0$) ou à la saturation (tension $S = +E$)

soigneusement appariées que possible. L'amplificateur constitué par T_1 et T_2, à contre-réaction totale, a un gain très proche de l'unité, aussi la tension de sortie S reste-t-elle presque égale à la somme de la tension d'entrée et d'une constante p, correspondant à la polarisation du M.O.S.T. (cette dernière peut d'ailleurs être nulle, ce qui était le cas dans notre essai, utilisant comme M.O.S.T., en T_1, un « statistor » C.S.F.). Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent de régler indépendamment les tensions (presque constantes) que l'on va maintenir aux bornes des diodes. Par un réglage de ces potentiomètres, on arrive à annuler, en première approximation, la somme des courants de fuite.

Malgré la présence de cette connexion du type « bootstrap », le M.O.S.T. est tout de même protégé puisque, de toute façon, la tension de sortie ne peut descendre en dessous de zéro ni monter au-dessus de $+E$.

Un tel montage nous a permis de réduire le courant de fuite d'entrée au-dessous du picoampère. En fait, nous avions utilisé une troisième pile et un troisième potentiomètre pour commander le potentiel du boîtier du M.O.S.T., réalisant ainsi une sorte d'anneau de garde, qui minimisait les effets de la fuite dans le scellement de traversée de l'électrode de grille du M.O.S.T.

Il serait toutefois malhonnête de ne pas signaler que cet équilibrage des courants de fuite des diodes n'est valable qu'à une température déterminée. Les lois de variation des courants de fuite des deux diodes, en fonction de la température, ne sont pas identiques, et il suffit qu'elles diffèrent fort peu pour qu'apparaisse un courant de fuite notable, quoique inférieur à celui que l'on trouverait sur le montage de la figure 1.

2. Le M.O.S.T. en commutation

2.1. Particularités typiques du M.O.S.T.

On ne peut transposer en M.O.S.T. tous les montages de commutation à transistors à injection ni même à transistors à effet de champ à jonction. En effet, il ne faut pas oublier que, quel que soit le potentiel de la grille par rapport à la source, il n'y a jamais conduction de l'espace grille-source. Or, dans de nombreux montages de commutation à transistors à effet de champ à jonction, on utilise cette conduction (qui a lieu quand le potentiel de la grille franchit celui de la source), comme on utilise la conduction de la jonction base-émetteur des transistors à injection, ou comme on utilisait la conduction de l'espace grille-cathode dans les tubes électroniques.

En particulier, le fonctionnement du multivibrateur d'Abraham et Bloch, des montages monostables, des oscillateurs à blocage et de plusieurs autres montages n'est possible que grâce à cette condition. Ces montagnes ne fonctionneront donc pas avec des transistors M.O.S. si l'on ne les modifie pas en conséquence.

En revanche, les montages du type « Trigger de Schmitt », où l'on réalise le couplage régénératif par la source du M.O.S.T., fonctionnent parfaitement avec un tel transistor. On bénéficie alors de l'énorme résistance d'entrée du transistor.

2.2. Le M.O.S.T. en modulateur « tout ou rien »

Le transistor M.O.S. est très intéressant comme modulateur « tout ou rien » pour transformer une tension continue en une tension alternative à amplifier plus commodément.

Ici, nous n'utilisons plus la forte impédance d'entrée du M.O.S.T. car, dans le montage de la figure 3, par exemple (du type « Chopper » série), la source de tension de modulation, e, pourrait parfaitement fournir du courant à l'électrode de commande.

L'intérêt du M.O.S.T., dans ce montage, est tout autre. Dans un transistor à effet de champ à jonction (qui constitue déjà un bon modulateur tout ou rien), la capacité parasite entre l'électrode de commande et le drain (ou la source) n'est pas rigoureusement asimilable à un condensateur : il s'agit d'une jonction, dont la capacité varie en fonction de la tension

aux bornes. Il en résulte que, si l'on monte un transistor à effet de champ à jonction dans le montage de la figure 3, la tension parasite développée sur l'électrode de sortie (reliée à l'amplificateur A) par la capacité parasite existant entre cette électrode et la grille ne peut être compensée parfaitement par un neutrodynage.

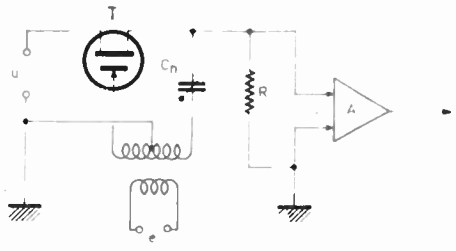


FIG. 3. — Dans ce modulateur tout ou rien (« chopper »), on utilise un transistor M.O.S. comme élément modulateur, car sa capacité parasite est parfaitement assimilable à un vrai condensateur et, comme telle, peut parfaitement être neutrodynée en réglant C_n.

Dans un M.O.S.T., tout se passe comme s'il y avait un véritable condensateur pur, de capacité invariable entre la grille et l'électrode de sortie. Donc, si la tension d'entrée u est nulle, on peut, en agissant sur le condensateur de neutrodynage C_n, éliminer presque totalement la tension parasite. Dans un modulateur tout ou rien utilisant un transistor à effet de champ à jonction, on réduit cette tension jusqu'à un certain point, mais, pour un réglage déterminé de C_n, on ne supprime que la composante fondamentale de la tension parasite : ses harmoniques apparaissent, ce qui peut être particulièrement gênant si la tension de modulation, e, est faite de signaux carrés.

3. Comparaison des M.O.S.T. et des transistors à effet de champ à jonction

3.1. Particularités a l'avantage du M.O.S.T.

Nous avons déjà cité l'énorme résistance d'entrée du M.O.S.T. qui est, à notre avis, son avantage fondamental. Nous venons de parler de la qualité des modulateurs tout ou rien réalisés avec les M.O.S.T. Il y a encore un avantage à citer.

En effet, les transistors à effet de champ à jonction présentent déjà sur les transistors à injection un avantage très net en ce qui concerne l'intermodulation. Quand deux tensions H.F. de fréquences différentes et d'amplitudes très inégales sont présentes en même temps à l'entrée d'un amplificateur, on sait que l'on trouve souvent à la sortie de ce dernier une tension parasite, résultant de la modulation d'une des tensions par l'autre. Ce phénomène est beaucoup plus gênant dans les étages à transistors classiques qu'il ne l'était dans les étages à tubes électronique.

Cette intermodulation est plus faible dans les transistors à effet de champ à jonction que dans les transistors à injections. Il semble (nous ne l'avons pas vérifié) qu'elle soit encore plus faible dans les M.O.S.T. qui seraient, à ce point de vue, supérieurs aux tubes électroniques.

Signalons enfin que la réalisation des éléments actifs du type M.O.S.T. se prête mieux à l'intégration que celle des transistors à effet de champ à jonction. Il est donc intéressant de se familiariser avec l'utilisation des M.O.S.T., puisque l'on trouve déjà des circuits intégrés du type M.O.S.T. à très haut taux d'intégration.

3.2. Particularités a l'avantage des T.E.C. a jonction

Le principal avantage des T.E.C. à jonction est leur facilité d'utilisation et leur robustesse électrique. Un T.E.C. à jonction de bonne qualité n'est pas endommagé par une tension anormale sur sa grille : en sens passant, la jonction grille-source écrête la tension, en sens bloqué, on peut facilement amener cette jonction en état d'avalanche non destructif. Nous avons vu, par exemple, un « gridistor » du type 2 G 2, maintenu en état d'avalanche sur la jonction grille-source à un régime tel qu'une goutte d'eau posée sur le capot du TO 18 se mettait à bouillir, qui, après retour à une température normale, fonctionnait exactement comme avant.

Donc, pour le T.E.C. à jonction, pas de ces précautions qui conduisent l'utilisateur au bord de la dépression nerveuse au bout de quelques heures et qui s'imposent pour les M.O.S.T.

En outre, le T.E.C. à jonction a son électrode de commande qui cesse d'être isolée quand on inverse sa polarité, ce qui le rend apte à fonctionner dans des montages de commutation où la conduction de l'espace grille-source est indispensable au fonctionnement.

Enfin, et c'est là un point fort important, le T.E.C. à jonction est beaucoup moins sensible aux radiations nucléaires que le transistor à injection, alors que le M.O.S.T. y est beaucoup plus sensible que le transistor à injection. Nous citerons aussi la dérive dans le temps du M.O.S.T., qui ne semble pas se produire, même à beaucoup plus petite échelle, dans le T.E.C. à jonction.

3.3. Eléments du choix

Il faut, pour choisir entre un M.O.S.T. et un T.E.C. à jonction, examiner d'abord si le circuit nécessite une résistance d'entrée très élevée. Si cette dernière doit être supérieure à $10^9\ \Omega$, aucun hésitation, le M.O.S.T. s'impose. Pour des valeurs allant jusqu'à $10^9\ \Omega$ sans dépasser cette limite, le T.E.C. à jonction est pratiquement suffisant et il est souvent plus facile à manipuler.

Donc, en dehors du problème de la résistance d'isolement, le choix est orienté par les considérations de fiabilité (à l'avantage du T.E.C. à jonction), de performances en commutation tout ou rien (à l'avantage du M.O.S.T.) ou de prix (à l'avantage du T.E.C. à jonction, pour le moment).

L'auteur remercie les sociétés C.S.F. et S.G.S.-Fairchild pour les dispositifs M.O.S.T. que ces sociétés lui ont aimablement fournis et grâce auxquels il a pu faire les essais indiqués dans cet article.

CAPTEUR DE PRESSION SUBMINIATURE A BASSE IMPÉDANCE PAR ASSOCIATION AVEC UN STATISTOR

PAR

G. FAURE

Ingénieur
Chef des Laboratoires d'Elasticité Expérimentale
de l'O.N.E.R.A.

L'exposé de Monsieur FAURE *concerne une application particulière des éléments M.O.S. à effet de champ, application qui sort du domaine habituel de l'électronique. Il s'agit de l'application de cet élément comme amplificateur, transformateur d'impédance à la sortie d'un capteur à haute impédance.*

Le problème général est le suivant : on dispose d'un transducteur délivrant un signal électrique sous l'influence d'un phénomène physique donné (lumière, pression, etc.). En général, ce capteur est incorporé à une structure complexe sur laquelle on veut effectuer les mesures ; le problème de sa connexion avec le système électronique chargé de l'amplification et éventuellement du traitement de l'information se pose alors.

Si le capteur est à haute impédance (cas des capteurs piézoélectriques, photoconducteurs à basse température...), la liaison capteur-système électronique doit être aussi courte que possible pour éviter des effets parasites.

Un élément M.O.S. peut jouer le rôle de premier étage du circuit électronique en raison de sa forte impédance d'entrée. D'autre part, en raison de ses faibles dimensions, il peut être incorporé pratiquement au capteur lui-même. On obtient alors une sortie déjà amplifiée à basse impédance, et la liaison avec le reste du circuit ne pose plus de problèmes particuliers.

Dans l'application décrite par Monsieur FAURE, *l'élément M.O.S. utilisé est un « Statistor », commercialisé par la* COSEM. *Il s'agit d'un M.O.S. à canal n, généralement à « déplétion » spécialement conçu pour des applications à basse fréquence où la haute impédance d'entrée est nécessaire. Les statistors ont une résistance d'entrée de l'ordre de* 10^{14} Ω. *Pour l'application visée, ils ont été montés directement dans le capteur* ONERA.

C'est un exemple excessivement intéressant de l'utilisation de la microélectronique au niveau de la mesure physique. Aux USA, on commence à voir apparaître de plus en plus d'applications de cette intégration capteur-circuit, notamment en électronique médicale. Même en dehors de ce domaine, il est certain qu'il s'agit là d'une voie d'avenir qui mérite d'être explorée.

⁂

Le capteur de pression subminiature à basse impédance est un cas d'emploi particulièrement bien adapté d'un statistor utilisé comme électromètre.

L'élément sensible du capteur de pression instationnaire mis au point par l'O.N.E.R.A. est une pastille de céramique ferro-électrique.

Cette pastille n'a que 4 mm de diamètre et 4/10 de mm d'épaisseur. Elle est enchassée dans un montage qui élimine l'influence néfaste des flexions, même très faibles (Brevet n° 1.395.854).

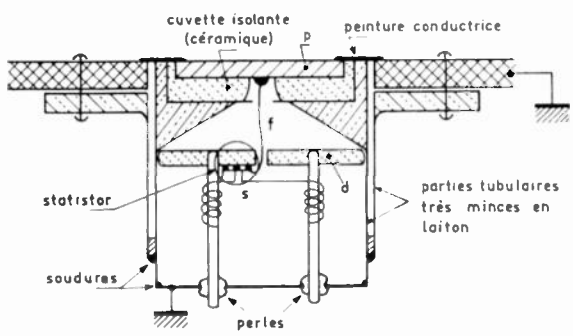


FIG. 1.

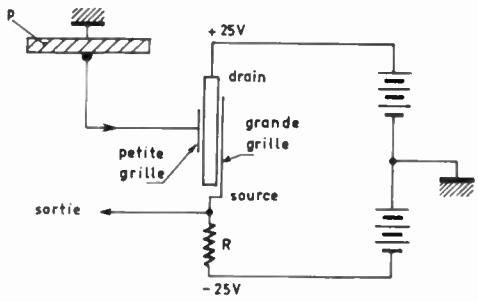


FIG. 2. — Schéma électrique du montage du statistor en « source suiveuse ».

Ce capteur est destiné à mesurer les pressions instationnaires dans la gamme 10 Hz - 10 000 Hz, son seuil de sensibilité étant le millibar.

Avec d'aussi faibles pressions, les charges alternatives qui apparaissent sur les faces pressées de la céramique sont extrêmement faibles. Pour mesurer leur potentiel, fonction des pressions étudiées, on ne peut utiliser qu'un électromètre.

Encore est-il impératif que la connexion reliant le point chaud de la céramique à l'entrée de l'électromètre soit la plus courte possible, sinon cette liaison à haute impédance collectera tous les parasites.

Le choix d'un statistor comme électromètre est particulièrement heureux (P.V. 7.508 du 1-3-65). En effet :

— *a*) son impédance d'entrée est extrêmement élevée : entre 10^{12} et 10^{15} Ω,

— *b*) son montage en source suiveuse évite les destructions intempestives,

— *c*) l'impédance de sortie de ce montage est basse et comprise entre 1 000 et 2 000 Ω.

Par ailleurs ses dimensions sont si faibles qu'il est possible de l'incorporer très facilement à l'intérieur même du capteur de pression. Cette disposition permet :

1) de réduire à 2 ou 3 mm la connexion à haute impédance point chaud - petite grille,

2) de blinder l'ensemble du statistor et des connexions,

3) d'enfermer le statistor dans une cavité étanche préalablement séchée.

Telle qu'elle est décrite ci-dessus, cette association donne entière satisfaction.

La figure 1 représente une coupe du capteur de pression montrant : la pastille sensible *p*, le fil chaud *f*, le statistor *s* fixé sur la plaquette de céramique *d*.

PROPRIÉTÉS OPTIQUES NON LINÉAIRES DU TELLURE

PAR

NGUYEN VAN TRAN

Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité, Département Recherches Physiques de Base, Marcoussi

1. Introduction

L'apparition du laser moléculaire à gaz carbonique [1] [2] permet l'étude des propriétés optiques non-linéaires des cristaux piézoélectriques transparents dans l'infrarouge. Cette étude est très intéressante pour les cristaux dont la biréfringence est supérieure à la dispersion des indices, condition nécessaire [3] [4] pour pouvoir obtenir un bon rendement dans l'utilisation de ces cristaux dans les dispositifs générateurs d'harmoniques et oscillateurs paramétriques.

2. Cristal de tellure

Le tellure est un élément semiconducteur du groupe VI B de la table périodique des éléments. Il appartient au système trigonal (classe 32).

La structure de son réseau cristallin, en particulier l'absence de centre de symétrie, permet au tellure d'être un des rares éléments piezoélectriques. Le tellure est un semiconducteur du type p, les échantillons de Te les plus purs contiennent encore 10^{15} trous/cm^3 [5].

Il est intéressant de passer en revue quelques propriétés du tellure auxquelles seront reliées ses propriétés optiques non-linéaires.

2.1. Absorption

Les courbes de la figure 1 [5] nous montrent l'absorption pour différentes températures en fonction de la longueur d'onde d'un échantillon intrinsèque de tellure et celles de la figure 2, l'absorption intégrée à 100 °K au voisinage de 11 μ pour une polarisation électrique parallèle à l'axe C (l'axe optique) du cristal

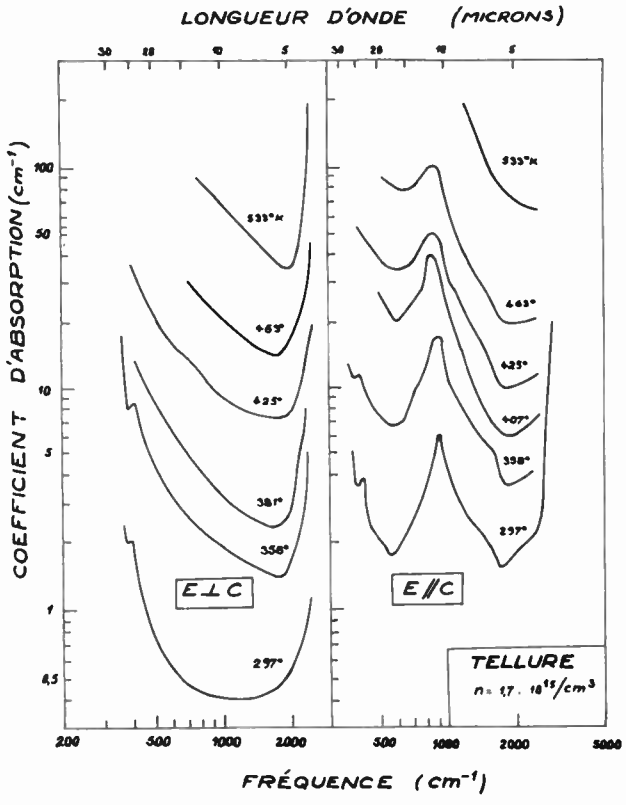


FIG. 1

Te, pour différentes concentrations de trous. On peut noter la grande différence d'absorption entre une polarisation électrique parallèle à l'axe C et celle perpendiculaire à l'axe C, en particulier pour les longueurs d'onde voisine de 10,6 μ, longueur d'onde du laser moléculaire à gaz carbonique d'où premières conclusions pour l'étude des propriétés non-linéaires utilisant le rayonnement à 10,6 μ :

* Conférence prononcée le 23 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude de la deuxième section de la SFER sur l'Optique non-linéaire.

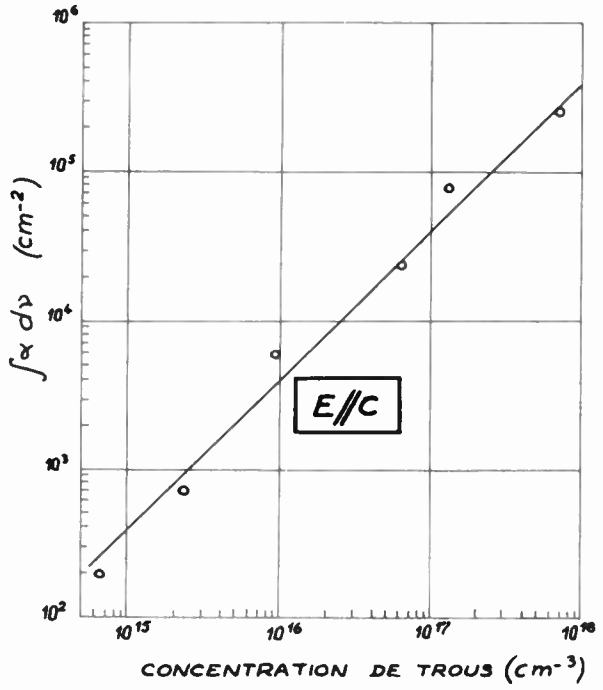


FIG. 2. — Absorption intégrée dans la zone de 11 μ.

1) Le tellure doit être le plus pur possible.

2) Le rayonnement du laser CO_2 à 10,6 μ doit être utilisé, soit en polarisation ordinaire (E perpendiculaire à l'axe C), soit en polarisation extraordinaire (E parallèle au plan formé par l'axe C et la direction de propagation) mais avec une direction de propagation la plus voisine possible de celle de l'axe C du cristal. Heureusement, ces conditions seront remplies dans l'expérience de la génération du deuxième harmonique du rayonnement à 10,6 μ.

2.2. Indices de réfraction

Les courbes de la figure 3 et les valeurs du tableau I [5] nous donnent les indices ordinaire et extraordinaire en fonction des différentes longueurs d'onde.

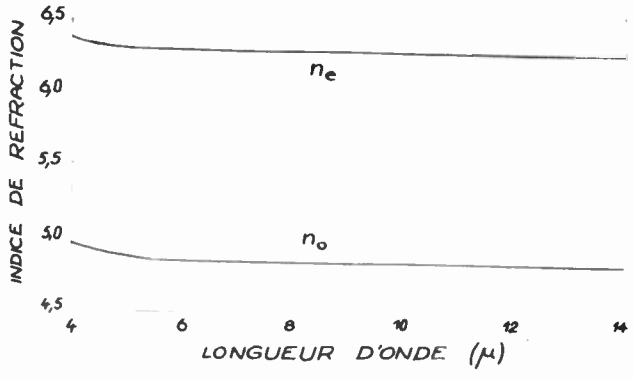


FIG. 3

On peut remarquer que le cristal de tellure possède de grands indices de réfraction et une très grande biréfringence. Ceci est très important car ces propriétés

TABLEAU I

Longueur d'onde μ	Indice ordinaire	Indice extra-ordinaire	Longueur d'onde μ	Indice ordinaire	Indice extra-ordinaire
4	4,929	6,372	9	4,802	6,253
5	4,864	6,316	10	4,795	6,246
6	4,838	6,286	12	4,789	6,237
7	4,821	6,270	14	4,785	6,230
8	4,809	6,257			

vont déterminer les propriétés optiques non-linéaires du tellure :

1) Le cristal de tellure possède une grande susceptibilité non-linéaire. En effet, on définit la polarisation non-linéaire $P_{NL}(\omega_3)$ à la fréquence $\omega_3 = \omega_1 + \omega_2$ dans un cristal soumis aux rayonnements dont les champs électriques sont $\vec{E}(\omega_1)$ à la fréquence ω_1 et $\vec{E}(\omega)_2$ à la fréquence ω_2 par la relation suivante [4] :

$$P_{i\,NL}(\omega_3) = \sum_{jk} d_{ijk} E_j(\omega_1) E_k(\omega_2) \qquad (1)$$

ijk sont des indices caractérisant les axes cristallographiques du cristal.

Les coefficients d_{ijk} sont les susceptibilités non-linéaires du cristal. Or, d'après une règle semi-empirique de MILLER [6], les d_{ijk} peuvent s'écrire :

$$d_{ijk} = \chi_{ii}(\omega_3)\chi_{jj}(\omega_1)\chi_{kk}(\omega_2) \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-9} (4\pi)^3 \text{ u.e.s.} \quad (2)$$

où χ_{ii}, χ_{jj}, χ_{kk} sont les *susceptibilités linéaires* du cristal aux fréquences ω_3, ω_1, ω_2.

Dans le cas précis de la génération du deuxième harmonique du rayonnement à 10,6 μ (fig. 4*a*), les composantes suivant les axes cristallographiques X, Y, Z du vecteur polarisation non linéaire P_{NL} (5,3 μ) à 5,3 μ s'écrivent en fonction des composantes E_X, E_Y, E_Z du champ électrique E de la fondamentale à 10,6 μ :

$$\begin{aligned} P_X(5{,}3\ \mu) &= d_{11}E_X^2(10{,}6\ \mu) - d_{11}E_Y^2 + 2d_{14}E_Y E_Z(10{,}6\ \mu) \\ P_Y(5{,}3\ \mu) &= -2d_{14}E_Z(10{,}6\ \mu)\, E_X(10{,}6\ \mu) \\ &\quad -2d_{11}E_X(10{,}6\ \mu)\, E_Y(10{,}6\ \mu) \\ P_Z &= 0 \end{aligned} \qquad (3)$$

D'après les valeurs des indices du tableau I, si l'on suppose vérifiée la règle de symétrie de KLEINMAN :

$$\begin{aligned} d_{11}(5{,}3\ \mu) &\approx \chi_{11}^3(5{,}3\ \mu) \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-6} (4\pi)^3 \text{ u.e.s.} \\ &\approx 1{,}8 \cdot 10^{-5} \text{ u.e.s.} \\ &\approx 6 \cdot 10^3\, d_{\text{K.D.P.}} \end{aligned} \qquad (4)$$

où $d_{\text{K.D.P.}}$ est la susceptibilité non linéaire du cristal K.D.P. (PO_4H_2K) [7].

2) Il est possible de réaliser, dans le cas de génération du deuxième harmonique du rayonnement à 10,6 μ, l'égalité des vecteurs d'onde [4] entre la fondamentale à 10,6 μ et l'harmonique à 5.3 μ à l'intérieur du cristal de tellure.

a) La première possibilité consiste à utiliser deux polarisations extraordinaires à 10,6 μ pour créer une polarisation ordinaire à 5,3 μ. Dans ce cas, nous devrons avoir l'égalité :

$$n_e(10{,}6\ \mu) = n_0(5{,}3\ \mu) \qquad (5)$$

n_e : indice extraordinaire à 10,6 μ
n_0 : indice ordinaire à 5,3 μ.

La figure 4*b* donne la solution géométrique de l'équation (5). L'intersection des traces des surfaces des indices extraordinaires à 10,6 μ et ordinaire à 5,3 μ dans le plan contenant l'axe optique OZ (l'axe

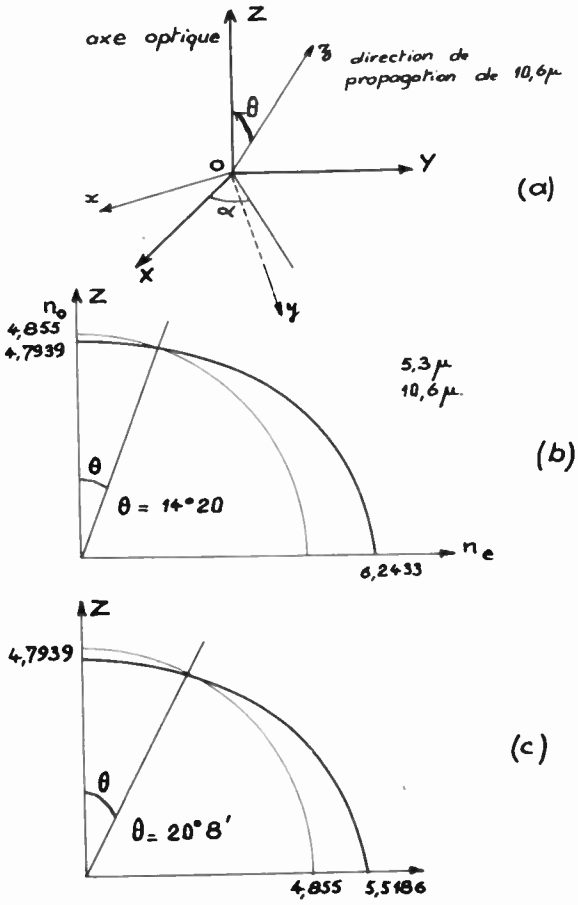


FIG. 4

C du cristal) détermine l'angle θ que doit faire avec l'axe optique la direction de propagation de la fondamentale à 10,6 μ pour avoir le maximum du rayonnement à 5,3 μ.

b) La deuxième possibilité consiste à utiliser une polarisation ordinaire et une polarisation extraordinaire à 10,6 μ pour créer une polarisation ordinaire à 5,3 μ.

Dans ce cas, nous avons :

$$\frac{n_e(10{,}6\ \mu) + n_0(10{,}6\ \mu)}{2} = n_0(5{,}3\ \mu). \qquad (6)$$

La figure 4*c* donne la solution de l'équation (6).

L'expression de la composante P_{xNL} (5,3 μ) s'écrit pour le premier cas, avec $E_X = E_Y = E$:

$$P_{xNL} = d_{11}E^2(10{,}6\ \mu)\cos^2\theta \sin 3\alpha - d_{14}E^2(10{,}6\ \mu)\sin 2\theta \qquad (7)$$

et pour le deuxième cas :

$$P_{xNL}(5{,}3\ \mu) = d_{11}E^2 \cos\theta \cos 3\alpha \qquad (8)$$

α étant l'angle du plan formé par l'axe optique et la direction de propagation oz avec l'axe oX du cristal (fig. 4*a*).

3. Expérience de génération du deuxième harmonique du rayonnement à 10,6 μ

L'expérience est schématisée sur la figure 5*a*. La source infrarouge à 10,6 μ est un laser CO_2-N_2. Ce laser fonctionne en structure confocale, sa puissance de sortie est de l'ordre de 200 mW. Le laser

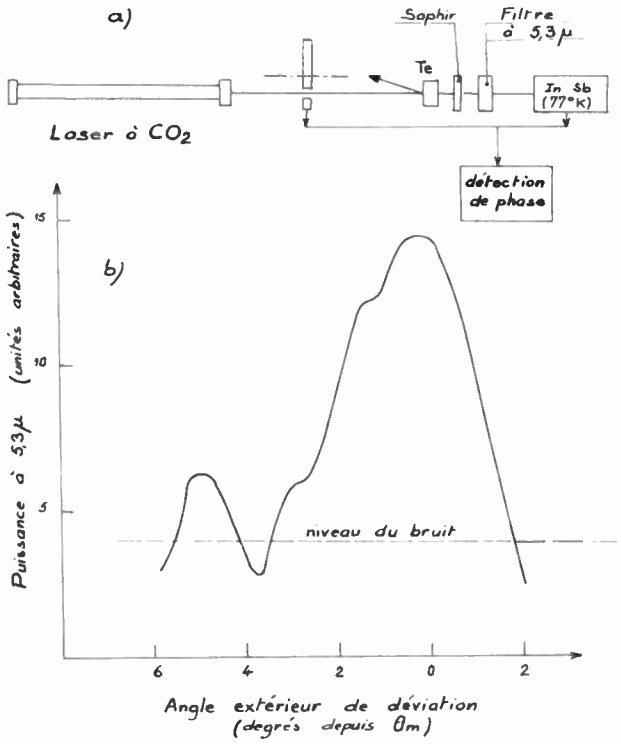


FIG. 5

oscille sur plusieurs transitions de vibration-rotation de la branche P de la bande $00^01 - 10^00$. Les transitions les plus intenses sont P(18) à 10,5761 μ, P(20) à 10,5915 μ et P(23) à 10,611 μ. Le cristal est taillé de telle façon que la normale aux faces

parallèles fasse un angle de $14^{o} \pm 1^{o}$ avec l'axe optique. Les faces du cristal sont parallèles à l'axe X du cristal. Pour être protégé contre tout signal à 10,6 μ, un assemblage constitué d'un filtre interférentiel à 5,3 μ et d'une lame de saphir est interposé sur le faisceau. Le détecteur est une cellule photovoltaïque InSb refroidie à 77 °K. Le temps d'intégration de la chaîne de détection synchrone est de 10 s.

La courbe de la figure 5*b* schématise un des enregistrements de l'intensité détectée à 5,3 μ en fonction de l'angle du cristal et du faisceau laser (mesuré à l'extérieur du cristal). Quand le cristal est sensiblement normal au faisceau laser, l'intensité est maximale. L'écart entre la valeur prévue et la valeur mesurée est de l'ordre de 30'. Cet écart est donc inférieur à l'incertitude qu'on a sur l'angle de l'axe optique du cristal et la normale aux faces du cristal. L'épaisseur du cristal utilisé est de 2 mm ; le diamètre du faisceau laser est de 3 mm ; la puissance de rayonnement à 5,3 μ est de l'ordre de $2 \cdot 10^{-7}$ W ; le coefficient d_{11} mesuré [8] est de l'ordre de $8 \cdot 10^{-6}$ u.e.s. ou $2{,}7 \cdot 10^{3}$ $d_{K.D.P.}$. Le coefficient d_{11} mesuré par C.K.N. PATEL [9] dans une expérience similaire est de $4 \cdot 10^{3}$ $d_{K.D.P.}$

4. Conclusion

Nous avons vu que le cristal de tellure possède une grande susceptibilité non linéaire et constitue un milieu dans lequel il est possible de réaliser l'égalité des vecteurs d'ondes. L'utilisation du cristal de tellure très pur est donc très intéressante dans l'étude de l'optique non linéaire dans l'infrarouge étant donné l'existence du laser moléculaire de puissance en impulsions [10]. Des expériences sont en cours dans notre laboratoire en vue de la réalisation d'un oscillateur paramétrique dont la longueur d'onde de sortie pourra s'étaler de 15 μ à 25 μ.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PATEL C.K.N. — *Phys. Rev.*, **13**, 1964, p. 617.
[2] FRAPARD C., LAURÈS P. et M. ROULOT M. — *C.R. Acad. Sc.*, Paris, **262**, 3 janvier 1966, pp. 45-48.
[3] GIORDMAINE J.A. — *Phys. Rev. Letters*, **8**, 1962, p. 18. MAKER P.D., TERHUNE R.W., NISENOFF M. et IBID C.M. — *Phys. Rev. Letters*, **8**, 1962, p. 21.
[4] DUCUING J. et BLOEMBERGEN N. — *Phys. Rev.*, **127**, 1962, p. 1918.
[5] CADWELL R.S. — Special Report, Contract DA 36.039.SC 7113, Perdue University Department of Physics, janvier 1958.
[6] MILLER R.C. — *Appl. Phys. Letters*, **5**, 1965, p. 17.
[7] ASHKIN A., BOYD G.D. et DZIEDZIC J.M. — *Phys. Rev. Letters*, **11**, 1962, p. 14.
[8] VAN TRAN N., HANUS J. et KEHL D. — *C.R. Acad. Sc.* Paris, **262**, 24 janvier 1966, p. 272.
[9] PATEL C.K.N. — *Phys. Rev. Letters*, **15**, 1965.
[10] FRAPARD C., ROULOT M. et ZIEGLER X. — *Phys. Letters*, **20**, 1er mars 1966, p. 284.

L'ABSORPTION A DEUX PHOTONS DANS LES SEMICONDUCTEURS*

PAR

J. JERPHAGNON

Centre National d'Etudes des Télécommunications

1. Introduction

L'optique non linéaire étudie l'ensemble des phénomènes pour lesquels la propagation de la lumière dans un milieu fait intervenir une puissance d'ordre supérieur à un des champs E et H décrivant la radiation électromagnétique. Les relations constitutives du milieu considéré entre induction et champ électrique d'une part, induction et champ magnétique de l'autre, ne sont plus linéaires ; le principe de superposition n'est plus valable et, par suite, des ondes à des fréquences différentes sont susceptibles d'interagir.

Dans sa conférence d'introduction générale, M. DUCUING a classé, en fonction de leur ordre, les différents phénomènes non linéaires possibles. Parmi ceux-ci la génération d'harmonique (conférence de M. NGUYEN VAN TRAN) et l'amplification paramétrique (conférence de M. ERNEST) ont fait l'objet d'un exposé. Nous nous proposons d'examiner brièvement un autre aspect de l'optique non linéaire : l'absorption simultanée de deux photons par un matériau transparent à un rayonnement de fréquence correspondant a un seul des deux photons mis en cause.

Ce phénomène a été effectivement observé dans des matériaux très divers mais nous nous limiterons au cas des semiconducteurs. Dans sa conférence, M. HANUS étudiera le cas des cristaux moléculaires.

Nous rappellerons d'abord le principe et les grandes lignes du calcul du coefficient d'absorption à deux photons d'un semiconducteur puis nous indiquerons quelques résultats expérimentaux.

* Conférence prononcée le 23 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude de la deuxième section d'études de la SFER « Optique non linéaire ».

2. Coefficient d'absorption à deux photons

Il y a absorption de deux photons $\hbar\omega_1$ et $\hbar\omega_2$ dans un semiconducteur de bande interdite E_g (fig. 1) si, sous l'action simultanée de deux rayonnements lumineux de pulsation respectivement ω_1 et ω_2, un électron fait une transition entre la bande de valence E_{vk} et la bande de conduction E_{ck}.

Cette transition n'est possible que si $E_g \leqslant \hbar\omega_1 + \hbar\omega_2$.

Nous supposons de plus que $E_g > \hbar\omega_1$, $\hbar\omega_2$ sinon un seul des deux photons $\hbar\omega_1$, $\hbar\omega_2$ serait capable d'induire une transition entre les bandes E_{vk} et E_{ck}. Il serait alors illusoire de chercher à mettre en évidence le processus faisant intervenir simultanément les deux photons, lequel est, comme nous allons le voir, beaucoup moins probable que le processus à un seul photon et ne pourra en général être observé qu'avec des intensités lumineuses importantes, telles que celles qui peuvent être obtenues à partir des lasers.

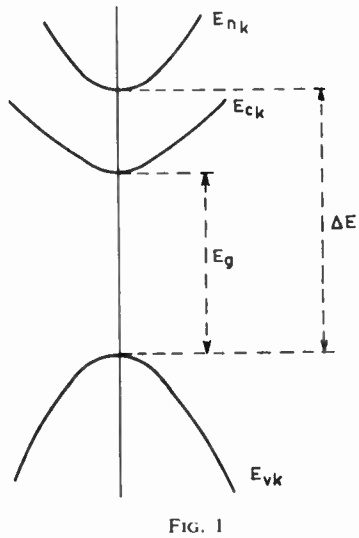


FIG. 1

L'absorption à deux photons résulte de l'action simultanée des deux rayonnements ω_1 et ω_2. Sont par suite exclus de notre étude les deux phénomènes suivants :

• Absorption par niveau d'impureté E_t intermédiaire (fig. 2) : le photon $\hbar\omega_1$ induit une transition $E_{vk} \rightarrow E_t$ et si la durée de vie sur le niveau E_t est suffisamment longue, l'élection peut, sous l'action de $\hbar\omega_2$, passer de l'état E_t à l'état E_{ck}. Ce phénomène est une succession de deux absorptions à un seul photon.

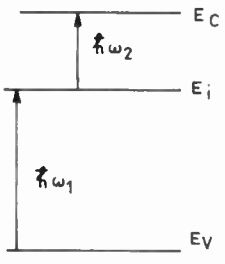


FIG. 2.

• Absorption du photon $\hbar\omega_3 = \hbar\omega_1 + \hbar\omega_2$. Lorsque le semiconducteur possède une structure dénuée de centre de symétrie (ce qui est le cas des composés III-V en particulier), le photon $\hbar\omega_3$ peut être engendré à l'intérieur du matériau par mélange optique et ensuite absorbé. Il s'agit alors d'une absorption à un seul photon.

La théorie de l'absorption à deux photons a été faite notamment par KLEINMAN [1], BRAUNSTEIN [2, 3] et LOUDON [4].

Rappelons les résultats obtenus par BRAUNSTEIN à partir d'un calcul de perturbation au deuxième ordre, formellement très semblable à celui qui permet de rendre compte de l'absorption « indirecte » dans le germanium et le silicium. Ces résultats ne sont valables que dans le cas de transitions « directes », c'est-à-dire sans changement du vecteur d'onde $\vec{k}$.

Si N_1 et N_2 désignent les nombres de photons, d'énergie respectivement $\hbar\omega_1$ et $\hbar\omega_2$, incidents par unité de volume du semiconducteur, le coefficient d'absorption K_1 de $\hbar\omega_1$, lorsque $\hbar\omega_1$ et $\hbar\omega_2$ sont simultanément absorbés, est

$$K_1 = -\frac{2n}{C}\frac{1}{N_1}\frac{\delta N_1}{\partial t}$$

n indice de réfraction, c vitesse de la lumière.

La transition entre E_{vk} et E_{ck} se fait par l'intermédiaire de l'occupation virtuelle d'un niveau électronique réel E_{nk} situé dans une bande du semiconducteur (fig. 1). On peut alors écrire :

$$K_1 \alpha \frac{n}{CN_1}\int d^3k\left[\frac{|H_{vn}|^2|H_{nc}|^2}{(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_1)^2}+\frac{|H_{vn}|^2|H_{nc}|^2}{(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_2)^2}\right]\delta(E_g+E_c+E_v-\hbar\omega_1-\hbar\omega_2)$$

Dans cette formule, H_{vn} et H_{nc} sont les éléments de matrice de la perturbation optique qui couplent le niveau E_{nk} à E_{vn} et E_{ck}. ΔE est la différence d'énergie entre les extrémums des bandes E_v et E_n.

En toute rigueur, il y aurait lieu d'effectuer une sommation sur tous les niveaux E_n possibles mais on ne retient que niveau E_n situé le plus près de E_v et ce du fait de l'intervention des facteurs

$$(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_1)^{-2}$$

et

$$(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_2)^{-2}$$

dans l'expression de K_1.

Par ailleurs, il n'a pas été tenu compte des relations de cohérence possibles entre les rayonnements ω_1 et ω_2. Sinon, dans l'expression de K_1, il faut ajouter entre les crochets un terme proportionnel à

$$\frac{|H_{vn}|^2|H_{nc}|^2}{(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_1)(\Delta E+E_{nk}+E_{vk}-\hbar\omega_2)}$$

dépendant du degré de cohérence entre les deux rayonnements.

Afin d'obtenir une expression plus explicite de K_1, il est nécessaire de se donner la forme des bandes du semiconducteur, et de relier les éléments de matrice de la perturbation optique à ceux de l'opérateur impulsion $\vec{p}$.

$$E_{vk} = \alpha_v\frac{\hbar^2k^2}{2m} \quad E_{ck} = \alpha_c\frac{\hbar^2k^2}{2m} \quad E_{nk} = \alpha_n\frac{^2\hbar k^2}{2m}$$

$$|H_{vn}|^2\alpha\frac{N_1}{\omega_1}|p_{vn}|^2 , \qquad |H_{nc}|^2\alpha\frac{N_2}{\omega_2}|p_{nc}|^2 .$$

Pour des transistions entre bandes de parités opposées, les éléments de matrice de l'opérateur impulsion sont pratiquement constants au voisinage des extrémums de bandes. Les transitions sont dites « permises ».

Si, au contraire, la parité est la même pour les deux bandes, $|p|^2$ est proportionnel à k^2 et les transitions sont « interdites ».

Suivant les parités des bandes E_{vk}, E_{nk}, E_{ck}, trois cas sont à envisager pour le calcul de K_1 :

transition « permise-permise » : les transitions $E_{vk} \rightarrow E_{nk}$ et $E_{nk} \rightarrow E_{ck}$ sont permises,

transition « permise-interdite » ou « interdite-permise »,

transition « interdite-interdite ».

En exprimant $|p|^2$ en fonction de la force d'oscillateur f,

$$|p_{if}|^2 = \frac{mh}{2}\omega_{if}f_{if}$$

le coefficient K_1 est, dans le cas d'une transition « permise-permise » :

$$K_1 = \frac{2^{1/2}\pi ne^4\omega_{vn}\omega_{nc}f_{vn}f_{nc}}{CM^{1/2}(\alpha_c+\alpha_v)^{3/2}\omega_1\omega_2}N_2\left[\frac{(\hbar\omega_1+\hbar\omega_2-E_g)^{1/2}}{\left[\Delta E+\frac{\alpha_n+\alpha_v}{\alpha_c+\alpha_v}(\hbar\omega_1+\hbar\omega_2-E_g)-\hbar\omega_1\right]^2}+\frac{(\hbar\omega_1+\hbar\omega_2-E_g)^{1/2}}{\left[\Delta E+\frac{\alpha_n+\alpha_v}{\alpha_c+\alpha_v}(\hbar\omega_1+\hbar\omega_2-E_g)-\hbar\omega_2\right]^2}\right]$$

K_1 est donc proportionnel à N_2 et l'absorption sera elle-même proportionnelle au produit $N_1 N_2$ c'est-à-dire au produit des puissances des rayonnements ω_1 et ω_2.

Pour les transitions « permise-interdite » ou « interdite-interdite », l'expression de K_1 a pratiquement la même forme, le facteur $h\omega_1 + h\omega_2 - E_g$ étant à la puissance 3/2 ou 5/2.

Le calcul de K_1 est généralisable aux absorptions à un nombre de photons supérieur à deux. La théorie des perturbations doit être menée jusqu'à un ordre égal au nombre des photons mis en jeu.

L'ordre de grandeur de K_1 lorsque $h\omega_1 = h\omega_2$ est typiquement 10^{-5} cm^{-1} pour les puissances de rayonnement de 100 W/cm^2 (en supposant $f_{if} = 1$, $E_g = 1$ eV et $\Delta E = 2$ eV).

3. Résultats expérimentaux

Nous avons remarqué qu'au contraire de la génération d'harmonique, du mélange optique ou de l'amplification paramétrique, l'absorption à deux photons ne fait pas nécessairement appel aux propriétés de cohérence entre les rayonnements incidents. Ce qui compte principalement est la densité de photons incidents. Des densités importantes peuvent être obtenues grâce aux lasers et la plupart des expériences d'absorption multiphoton a été faite à l'aide de telles sources mais il est aussi possible d'utiliser des sources classiques suffisamment puissantes [6].

La première mise en évidence du phénomène d'absorption à deux photons a été faite sur le fluorure de calcium contenant de l'europium [5] en utilisant un laser à rubis. Il a aussi été fait appel à deux sources différentes, l'une classique (arc à xénon), l'autre laser (rubis), pour étudier le même processus sur l'iodure de potassium [6].

Dans le domaine des semiconducteurs, BRAUNSTEIN et OCKMAN [3], ont réalisé l'absorption simultanée de deux photons provenant d'un laser à rubis dans le sulfure de cadmium. La bande interdite du sulfure de cadmium est de 2,5 eV à la température de l'azote liquide alors que l'énergie d'un photon émis par un laser à rubis est de 1,7 eV. L'absorption à deux photons a été détectée en étudiant la lumière de recombinaison dans le domaine (4 900 Å - 5 500 Å).

Il a été constaté que si la loi de variation de l'intensité de la lumière de recombinaison en fonction de la puissance I_0 d'un rayonnement d'énergie : $2 \times 1{,}7$ eV = 3,4 eV était en I_0^n, cette loi était en $I_0{}^{2n}$ dans le cas d'une illumination par laser à rubis, ce qui prouve l'existence d'un processus à deux photons. L'échantillon de sulfure de cadmium avait une orientation telle que la génération de l'harmonique de la radiation du rubis à l'intérieur du matériau était nulle, ce qui excluait une lumière de recombinaison provenant de l'absorption de cet harmonique. De même, la possibilité de l'intervention d'un niveau d'impureté (le cuivre en la circonstance) a été éliminée, grâce à des expériences auxiliaires.

Un autre résultat important est à signaler : celui obtenu par BASOV [7] et PROKHOROV [8] qui ont réalisé l'émission stimulée dans l'arséniure de gallium et dans le sulfure de cadmium en pompant ces matériaux soit par un laser à néodyne (1,17 eV) soit par un laser à rubis. La bande interdite de l'arséniure de gallium est de 1,5 eV à la température de l'azote liquide.

En ce qui concerne l'expérience sur le sulfure de cadmium, des coefficients d'absorption de l'ordre de 1 cm^{-1} ont été obtenus à partir de puissances de source de l'ordre de 50 MW/cm^2 pour le laser à rubis. Il faut cependant remarquer que, dans ces expériences, il n'a pas été explicitement prouvé que le « pompage » n'était pas réalisé par l'absorption de l'harmonique créé soit dans l'arséniure de gallium soit dans le sulfure de cadmium qui sont des cristaux à forte susceptibilité non linéaire.

Pour notre part, nous avons essayé de mettre en évidence le phénomène d'absorption à deux photons sur l'antimoniure d'indium (dont la bande interdite est de 0,227 eV à 77 °K) à l'aide d'un laser à gaz carbonique, mis à notre disposition par la Société Anonyme des Télécommunications, et qui produit un rayonnement de longueur d'onde 10,6 μ (0,117 eV).

Par focalisation, il est facile d'obtenir des puissances de l'ordre de 100 W/cm^2 et, dans ces conditions, le coefficient d'absorption peut être estimé à 10^{-6} cm^{-1}.

Les expériences ont été faites par observation de photoconductivité soit sur des échantillons homogènes de très grande pureté (dans le double but d'avoir une résistance d'obscurité importante et d'éviter l'absorption par porteurs libres), soit sur des jonctions (résistance dynamique inverse importante, champ électrique élevé dans la zone de charge d'espace d'où séparation immédiate des paires électron-trou créées).

Les résultats n'ont pas permis de mettre, jusqu'à présent, en évidence le phénomène d'absorption à deux photons, celui-ci étant masqué par la photoconductivité extrinsèque ou par l'effet bolomètre (variation de la mobilité des électrons à l'intérieur de la bande de conduction).

Par ailleurs, des expériences sont en cours sur l'arséniure de gallium, illuminé par un laser à antimoniure de gallium. Ce laser fournit des photons d'énergie 0,790 eV, à une puissance de 100 mW répartie sur une surface de l'ordre de 500 μ^2, théoriquement suffisante pour l'observation d'une absorption à deux photons.

BIBLIOGRAPHIE

[1] KLEINMAN. — *Phys. Rev.*, **125**, 87, 1962.

[2] BRAUNSTEIN. — *Phys. Rev.*, **125**, 475, 1962.

[3] BRAUNSTEIN et OCKMAN. — *Phys. Rev.*, **134**, A499, 1964.

[4] LOUDON. — *Proc. Phys. Soc.*, **80**, 952, 1962.

[5] KAISER et GARRETT. — *Phys. Rev. Letters*, **7**, 229, 1961.

[6] HOPFIELD, WORLOCK et PARK. — *Phys. Rev. Letters*, **11**, 414, 1963.

[7] BASOV. — *J.E.T.P. Letters*, 1-4-118, 1965.

[8] PROKHOROV. — A publier dans le compte rendu du Congrès de Phoenix 1966.

ABSORPTION A PLUSIEURS PHOTONS OPTIQUES DANS LES CRISTAUX MOLÉCULAIRES

PAR

J. HANUS

Centre de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité
Département Recherches Physiques de base - Marcoussis

1. Introduction

Peu de temps après l'observation de la génération du deuxième harmonique [1] à l'aide d'un laser à rubis, KAISER et GARRETT [2] observèrent une absorption à deux photons. Pour cela, ils illuminèrent un cristal de calcite contenant des ions divalents d'europium Eu^{++} avec un laser à rubis ($\lambda = 6\,943$ Å) et observèrent une forte fluorescence caractéristique de l'ion Eu^{++} excité à 4 250 Å. Cette fluorescence est proportionnelle au carré de l'intensité du laser à rubis. Auparavant, cette fluorescence avait été observée par excitation de l'ion Eu^{++} dans une bande d'absorption dans le proche ultraviolet. Deux photons rouges étaient donc capables d'induire une absorption du voisinage de la fréquence du deuxième harmonique. La possibilité de l'absorption successive de deux photons rouges est complètement exclue car il n'y a aucune absorption linéaire qui soit mesurable.

HOPFIELD [3] et ses collaborateurs ont observé un effet du même ordre mais d'une portée spectroscopique peut-être plus importante. Sous illumination simultanée d'un cristal d'iodure de potassium par un laser à rubis et un arc au xénon, on détecte des absorptions à deux photons par variation du spectre d'absorption de l'échantillon pendant l'impulsion laser. Il s'agit ici de la combinaison d'un photon rouge (cohérent) et d'un photon émis par l'arc au xénon (incohérent). Du fait de la grande largeur du spectre de l'arc au xénon, le phénomène peut être observé dans une très large bande. On doit noter que les résultats obtenus de cette façon complètent les résultats classiques obtenus par absorption d'un seul photon. En effet, dans une transition dipolaire électrique, les états initial et final sont de parité opposée dans une absorption à un photon et de même parité dans une absorption à deux photons.

L'absorption à deux photons [4] [5] a aussi été observée dans l'anthracène. Puis, toujours à l'aide d'un laser à rubis, une absorption à trois photons dans le naphtalène a été observée [6]. Nous montrerons des courbes expérimentales qui indiquent une absorption à quatre photons dans le naphtalène.

2. Théorie du phénomène

Dans l'exposé précédent (Conférence de M. JERPHAGNON), nous avons vu comment calculer une section efficace d'absorption à deux photons. Cette méthode peut être étendue à un nombre plus élevé de photons mais, ici, nous relierons plutôt nos résultats à la méthode des susceptibilités développée par BLOEMBERGEN [7] et ses collaborateurs et dont nous venons d'entendre parler (Conférence du Professeur J. DUCUING). On peut décrire ces absorptions en disant que la présence de l'onde laser a modifié l'absorption du milieu. La susceptibilité, qui au premier ordre est purement réelle (pas d'absorption), acquiert un terme imaginaire qui dépend de l'intensité du faisceau laser. Dans le cas de KAISER et GARRETT, la variation du coefficient d'absorption a la fréquence du laser, dans le cas de HOPFIELD, l'observation se fait à une fréquence différente. On dit que la polarisation non linéaire à la fréquence ω contient un terme de la

* Ce travail qui a été accompli en étroite collaboration avec Michel SCHOTT de l'Ecole Normale Supérieure et François PRADERE de la C.G.E. a fait l'objet d'une Conférence prononcée le 23 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude de la deuxième section de la SFER sur l'Optique non linéaire.

forme $\chi(\omega = \omega + \omega_L - \omega_L)|E_L|^2 E(\omega)$ où ω_L est la fréquence du laser et χ, un tenseur de susceptibilité d'ordre 4. En fait, le nombre de photons absorbés et donc l'ordre du phénomène est fixé par le matériau étudié. Si des absorptions à deux photons et à trois photons sont possibles, on observera en général une absorption à deux photons. Si la première bande d'absorption du matériau se trouve au voisinage de $n\omega_L$ et qu'il est transparent à ω_L, $2\omega_L$... $(n-1)\omega_L$, le terme à considérer dans la polarisation non linéaire sera de la forme :

$$P^{N.L}(\omega_L) = \chi[\omega_L = \omega_L + (\omega_L - \omega_L) + \ldots]|E_L|^{2n-2}E_L$$
$$n-1 \text{ fois}$$

si bien que l'énergie absorbée à la fréquence ω_L sera proportionnelle à la n[ieme] puissance de l'intensité laser.

Considérons plus en détail une absorption à deux photons ou plutôt un terme :

$$P_i^{N.L}(\omega) = \chi_{ijkl}(\omega = \omega + \omega - \omega)E_j E_k E_l^x(-\omega)$$

Si nous supposons le laser polarisé linéairement, nous pouvons abandonner les indices tensoriels :

$$P^{N.L}(\omega) = \chi E(\omega)|E(\omega)|^2 \ .$$

Introduisant cette polarisation dans les équations de Maxwell et suivant le formalisme des ondes couplées (7) (8), on obtient :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}z}E(\omega) = \frac{2\pi i k}{\varepsilon}P^{N.L}(\omega)e^{-ikz}$$

z représentant la direction de propagation du faisceau laser. Séparant E en $|E|e^{i\varphi}$ et χ en $\chi' + i\chi''$, on trouve :

$$\frac{\mathrm{d}|E|}{\mathrm{d}z} = -\frac{2\pi k}{\varepsilon}\chi''|E|^3 \ ,$$

$$\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}z} = \frac{2\pi k}{\varepsilon}\chi'|E|^2 \ .$$

Donc χ'' donne l'absorption non linéaire à la fréquence du laser, le coefficient d'absorption (en intensité) par centimètre est $4\frac{\omega}{c}\chi''|E|^2$. La deuxième équation indique la modification de la partie réelle de la susceptibilité donc de l'indice de réfraction du milieu. Cet effet a aussi été étudié [9] [10] mais ne nous concerne pas ici.

Un calcul détaillé de la susceptibilité non linéaire [7] [8] montre que l'absorption à plusieurs photons sera d'autant plus importante que $n\omega_L$ sera plus proche d'une résonance du matériau et que cette résonance sera étroite. Si $2/T_2$ est égal à la largeur de la raie d'absorption, le coefficient d'absorption est proportionnel à T_2. Dans les cristaux moléculaires à la température ambiante, la largeur de raie est très importante ($\sim 1\,000$ cm^{-1}). Cette largeur de raie mise à part, le paramètre fondamental dans ces absorptions à n photons est $(\mu E/\hbar\Omega)^{2n}$ où μ est le moment dipolaire de la transition, E le champ du laser et $\hbar\Omega \sim \hbar n\omega$ est l'énergie de l'état excité.

3. Observations expérimentales

En règle générale, il est assez difficile d'observer l'atténuation du faisceau laser à la traversée du matériau, cette atténuation est très faible, le matériau étant surtout toujours plus ou moins diffusant. Ce que l'on mesure dans le cas des cristaux moléculaires, c'est la population du niveau excité par l'intermédiaire d'une fluorescence provenant d'un niveau métastable peuplé par retombées rapides à partir du niveau excité. Dans les cristaux moléculaires étudiés et avec des impulsions courtes qui permettent de discriminer entre fluorescence lente et fluorescence rapide, le rendement de fluorescence peut être pris égal à 1, nous avons donc autant de photons de fluorescence que de niveaux excités. Les résultats expérimentaux relient donc une fluorescence par unité de volume à un flux de photons incidents.

$$\text{I photons/cm}^3\,\text{s} = \delta_n(1 \text{ laser/cm}^2\text{s})^n$$

Sur la figure 1, on montre le spectre d'énergie de l'anthracène. L'absorption à deux photons (rubis) a lieu vers 28 800 cm^{-1}. Une discussion animée s'est développée, depuis l'observation de l'absorption

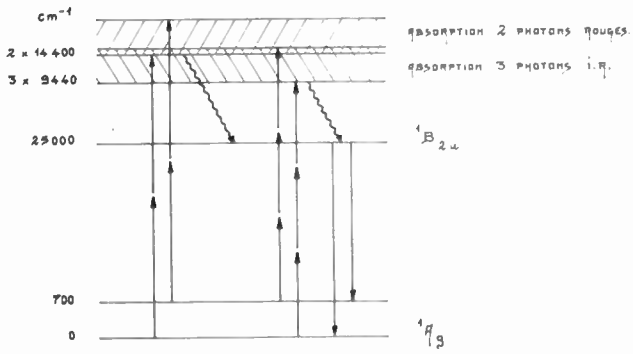


FIG. 1. — Niveaux d'énergie de l'anthracène (singlets seulement). L'absorption commence à 25 000 cm^{-1} et seules deux bandes de 700 cm^{-1} sont indiquées (elles ont la largeur du niveau fondamental).

à deux photons, sur la nature de la transition et le type d'état excité produit. Supposant que l'on avait une transition dipolaire, il fut suggéré que l'on avait ou bien un état électronique excité de parité g [5] ou un état vibronique [11] [12] de la même parité à des énergies voisines de 28 800 cm^{-1}. Une absorption à trois photons d'un laser dopé au néodyme ($\lambda = 1{,}06\ \mu$, $\bar{\nu} = 9\,440$ cm^{-1}) produit un état excité vers $9\,440 \times 3 = 28\,320$ cm^{-1} de symétrie différente de l'état fondamental (c'est-à-dire le même état excité que l'absorption à un photon classique). En comparant les δ_2 et δ_3 obtenus, on espère pouvoir discriminer entre les différentes possibilités l'existence d'un état vibronique semblant la plus probable.

Les expériences ont été faites avec des impulsions lumineuses de l'ordre de $30 \cdot 10^{-9}$ s et de quelques

millijoules. La figure 2 montre les résultats expérimentaux dans l'anthracène [13]. On a obtenu : $\delta_2(14\,400) \simeq 2\cdot10^{-28}$, $\delta_2(18\,880) \simeq 10^{-30}$, $\delta_3(9\,440) \simeq 2\cdot10^{-60}$. Le chiffre entre parenthèses est l'énergie en nombre d'onde de la lumière excitatrice. La source à 18 880 cm^{-1} est produite par passage du faisceau d'un laser au néodyme à travers un cristal non linéaire, ici du K.D.P. convenablement orienté, exactement dans les mêmes conditions que l'expérience rapportée avec du tellure (Conférence de NGUYEN VAN TRAN) pour obtenir le deuxième harmonique du laser à oxyde de carbone.

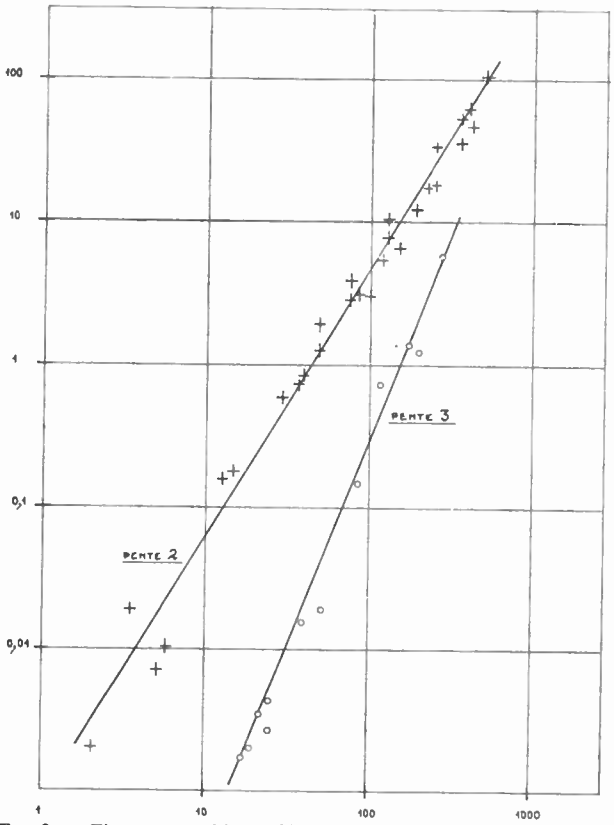


FIG. 2. — Fluorescence bleue (22 400 cm^{-1}) de l'anthracène excitée par un laser à rubis (pente 2) ou un laser au néodyme (pente 3) (unités arbitraires, indépendantes pour les deux courbes).

La figure 3 montre les résultats obtenus avec du naphtalène [14]. La bande d'absorption est plus haute en énergie et nous avons une absorption à trois photons d'un laser à rubis et à quatre photons d'un laser au néodyme (1,06 μ). De plus, on peut réaliser une absorption à deux photons avec le deuxième harmonique d'un laser au néodyme. On obtient $\delta_2(18\,880 \simeq 5\cdot10^{-29}$, $\delta_3(14\,400) \simeq 10^{-61}$, $\delta_4(9\,440) \simeq 10^{-99}$.

Les résultats n'ont pas encore été complètement exploités. δ_4 semble faible mais la détermination de la valeur de ces coefficients est délicate, peut-être à un ordre de grandeur près, si bien que sur δ_4, élevée à la puissance 4, l'incertitude est élevée. De ces résultats, on devrait pouvoir trouver si on a un mélange d'état de symétries différentes vers 28 000 cm^{-1} dans l'anthracène. Une autre possibilité est que l'on obtient

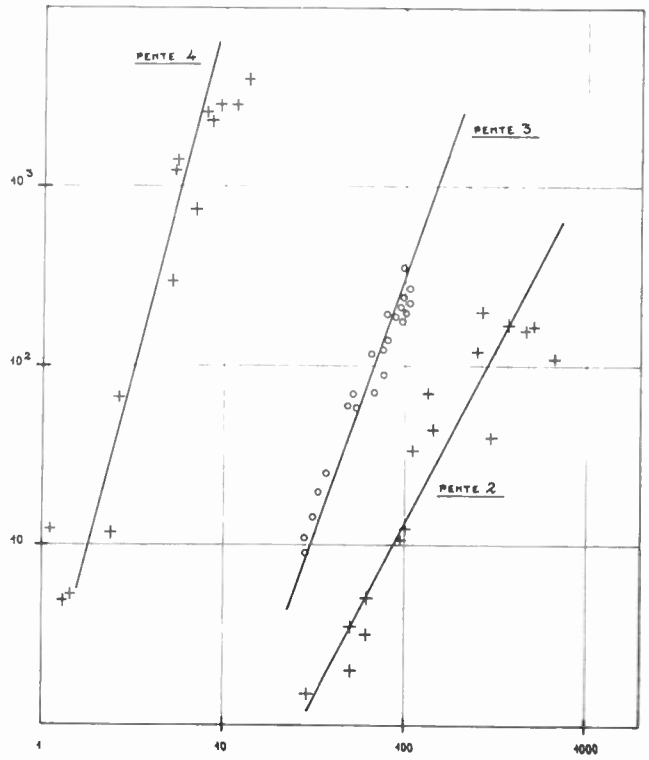


FIG. 3. — Fluorescence ultraviolette ($\simeq$ 28 000 cm^{-1}) du naphtalène excitée par un laser à rubis (pente 3), un laser au néodyme (pente 4), le deuxième harmonique de ce dernier (pente 2) (unités arbitraires, indépendantes pour les trois courbes).

simplement l'état $^1B_{2u}$ (niveau de fluorescence) plus une superposition de vibration b_{2u} et a_g qui confère au niveau vibronique excité la symétrie demandée.

Dans ces expériences, on irradie fortement le matériau et on peut observer des niveaux inconnus en spectroscopie ordinaire qui peuvent venir d'absorption à partir d'un niveau excité. Au cours de nos expériences sur l'anthracène, nous avons observé une forte fluorescence verte vers 18 000 cm^{-1} que nous n'avons pas encore identifiée avec certitude. Les origines possibles de cette fluorescence sont nombreuses. La plupart des impuretés connues de l'anthracène ont été éliminées. Peut-être s'agit-il de la fluorescence d'un dimère et d'un excimère ? La variation de la fluorescence en fonction de l'intensité excitatrice donne $\delta_2(14\,400) \simeq 10^{-30}$, $\delta_3(9\,440) \simeq 4\cdot10^{-61}$.

4. Perpectives

Ces études d'absorption à plusieurs photons peuvent ouvrir de nouvelles perspectives en spectroscopie surtout combinées avec un spectre continu. De plus, elles pourront peut-être éclairer un peu les phénomènes de fracture des matériaux sous illumination laser. Il serait sans doute très intéressant de pouvoir comparer dans un matériau avec des bandes d'absorption très étroites les processus de génération du deuxième harmonique et d'absorption à deux photons entrant fortement en compétition.

L'auteur est heureux de remercier non seulement F. PRADERE, M. SCHOTT, associés étroitement à cette étude, mais aussi J. ERNEST, M. MICHON et NGUYEN VAN TRAN, intéressés à d'autres titres par les absorptions multiples.

BIBLIOGRAPHIE

[1] FRANKEN P.A., HILL A.E., PETERS C.W. et WEINREICH G. — *Phys. Rev. Letters*, **7**, 118, 1961.

[2] KAISER W., et GARRETT C.G.B. — *Phys. Rev. Letters*, **7**, 229, 1961.

[3] HOPFIELD J.J., WORLOCK J.M. et PARK K. — *Phys. Rev. Letters*, **11**, 414, 1963.

[4] PETITCOLAS W.L., GOLDSBOROUGH J.P. et RIEKHOFF K.E. — *Phys. Rev. Letters*, **10**, 43, 1963.

[5] SINGH S. et STOICHEFF B.P. — *J. Chem. Phys.*, **38**, 2032, 1963.

[6] SINGH S. et BRADLEY L.T. — *Phys. Rev. Letters*, **12**, 612, 1964.

[7] ARMSTRONG J.A., BLOEMBERGEN N., DUCUING J. et PERSHAN P.S. — *Phys. Rev.*, **127**, 1918, 1962.

[8] MAKER P.D. et TERHUNE R.W. — *Phys. Rev.*, **137**, A801, 1965.

[9] MAKER P.D., TERHUNE R.W. et SAVAGE C.M. — *Phys. Rev. Letters*, **12**, 507, 1964.

[10] MAYER G. et GIRES F. — *C. R. Acad. Sc.* Paris, **258**, 2039, 1964.

[11] SINGH S., JONES W.J., SIEBRAND W., STOICHEFF B.P. et SNEIDER W.G. — *J. Chem. Phys.*, **42**, 330, 1965.

[12] WORLOCK J.M. dans Physics of Quantum Electronics, édité par P.L. Kelley, B. Lax et P.E. Tannenwald (McGraw Hill Book Company, Inc., New York, 1966).

[13] PRADÈRE F., HANUS J. et SCHOTT M. — *C. R. Acad. Sc.*, Paris, **262**, B1207 1966.

[14] PRADÈRE F., HANUS J. et SCHOTT M. — *C. R. Acad. Sc.* Paris. A paraître en juillet 1966.

L'ABSORPTION SATURABLE *

PAR

F. GIRES

CSF/CEPCA, Orsay

1. Introduction

Envisageons des molécules ou des atomes n'ayant que deux niveaux d'énergie électroniques 1 et 2. Si la différence d'énergie entre ces niveaux est assez grande, à la température ambiante, seul le niveau inférieur 1 sera peuplé. Si nous éclairons ces molécules avec des photons d'énergie correspondant à la différence d'énergie entre les niveaux, une partie des molécules dans l'état 1 sera portée dans l'état 2. Un certain nombre de processus, radiatifs ou non, vont désexciter ces molécules, l'ensemble de ces processus limitant le temps de vie dans l'état 2 à une certaine valeur τ. Si nous continuons à éclairer les molécules avec un flux lumineux ϕ, nous pourrons maintenir, malgré la désexcitation, une certaine proportion des molécules dans l'état 2. Avec un flux infini, nous réaliserions l'égalité des populations entre les deux niveaux, équilibre obtenu puisque la probabilité est la même qu'une molécule de l'état 1 s'excite par absorption, ou qu'une molécule de l'état 2 se désexcite par émission stimulée. On conçoit alors aisément :

1° que la fluorescence des molécules dans l'état 2 ait une intensité qui ne puisse dépasser une certaine valeur, fonction du nombre total de molécules considérées et du temps de vie radiatif, quel que soit le flux excitateur ϕ ;

2° que l'absorption à la longueur d'onde de la transition soit d'autant plus faible que le flux excitateur est plus élevé, nulle à la limite pour un flux infini ;

3° que l'absorption aux longueurs d'onde correspondant à d'éventuelles autres transitions, soit affectée par le flux ϕ, absorption plus faible si ces transitions s'appuient sur le niveau 1, plus élevée si elles partent du niveau 2.

Nous présentons ici, sans vouloir effleurer l'aspect mathématique du problème, quelques résultats d'expérience illustrant ces phénomènes.

2. Fluorescence de l'état excité

La lumière excitatrice (laser à rubis déclenché) a beau être très brève (quelques dizaines de nanosecondes), le temps de vie des molécules dans l'état excité est encore plus court et, aux faibles éclairements, impulsion excitatrice et impulsion de fluorescence sont proportionnelles l'une à l'autre à chaque instant. Aux éclairements croissants, le nombre de molécules excitées augmente aux dépens du nombre de molécules dans l'état de base, l'absorption correspondante diminue et l'impulsion de fluorescence est écrêtée. présentant un aspect plus « carré » que celui de l'impulsion laser.

La figure 1 donne, en fonction de l'intensité du laser, la valeur crête de l'impulsion de fluorescence. On aperçoit très nettement le caractère de saturation de la fluorescence. De l'aspect de ces courbes, on peut déduire une intensité caractéristique qui est à

* Conférence prononcée le 23 mars 1966 au cours de la demi-journée d'étude de la deuxième Section de la SFER sur l'Optique non linéaire.

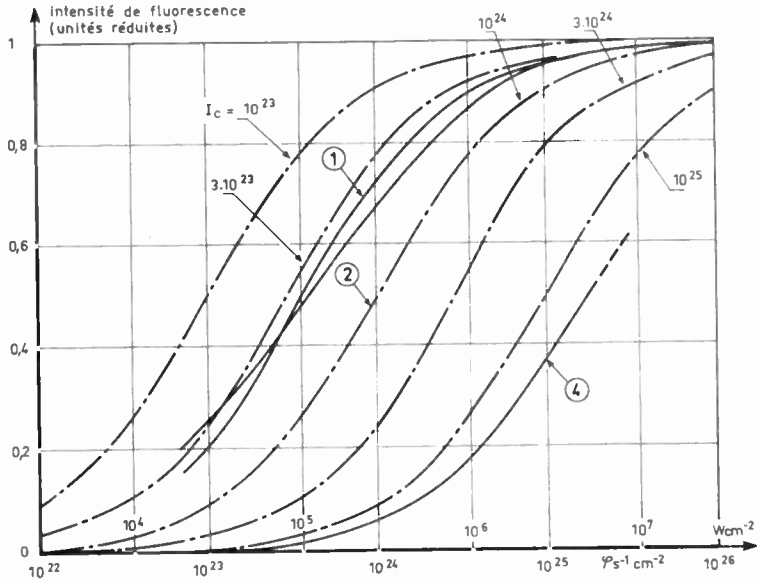


FIG. 1. — Intensité de fluorescence (rapportée à l'intensité à saturation) en fonction de l'intensité laser. Les courbes en pointillés sont les courbes théoriques pour diverses valeurs de I_c (en photons par seconde et centimètre carré).

1 Phtalocyanine de chloroaluminium
2 Phtalocyanine libre
4 Cryptocyanine

peu près l'intensité à partir de laquelle la fluorescence cesse d'être proportionnelle à l'excitation.

3. Absorption à la longueur d'onde excitatrice

La lumière du laser est d'autant moins absorbée que l'écart de population est plus faible entre le niveau de base et le niveau excité. La figure 2 montre ce phénomène de saturation de l'absorption. On peut déduire de ces courbes une intensité caractéristique qui est évidemment la même que celle qui intervient en fluorescence. Aux grandes intensités laser, l'absorption ne disparaît pas complètement

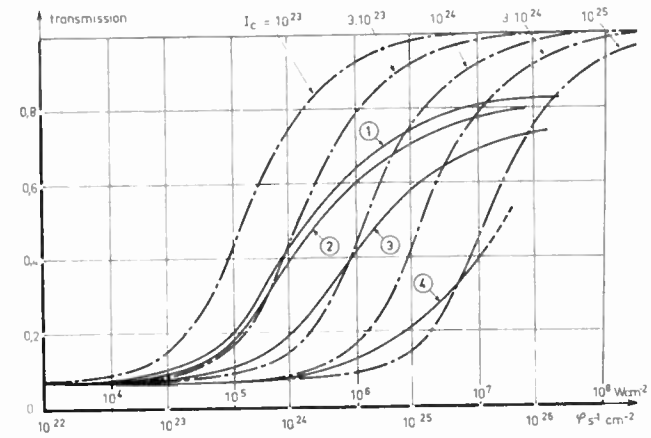


FIG. 2. — Transmission d'une cellule d'absorption ($T_0 = 6$ %) en fonction de l'intensité laser pour diverses valeurs de I_c (en photons par seconde et centimètre carré)

1 Phtalocyanine de chloroaluminium
2 Phtalocyanine libre
3 Phtalocyanine de vanadium
4 Cryptocyanine

comme le voudraient les idées simples exposées ci-dessus. Ce résidu d'absorption non saturable est encore mal compris et donne lieu à de multiples interprétations.

4. Absorption aux longueurs d'ondes différentes de celle du laser

Nous avons jusqu'ici parlé de niveaux d'énergie sans en préciser la largeur. Dans la réalité, ces niveaux ne sont pas parfaitement bien définis et ne donnent pas lieu à des transitions monochromatiques. Ils présentent une certaine largeur dont les causes sont multiples. Pour les colorants étudiés ici, la largeur à mi-hauteur du premier niveau excité est comprise entre 100 et 200 Å. Il est intéressant de regarder comment varie l'absorption dans toute cette bande lorsqu'on fait varier l'excitation laser, ne serait-ce que pour apprendre quelque chose sur les causes d'élargissement. Or, on constate que toute la bande d'absorption se sature de la même façon. Le mécanisme d'élargissement est plus rapide que tous les autres temps caractéristiques. C'est ce qu'on appelle un élargissement homogène. La figure 3 rend bien compte de cet effet.

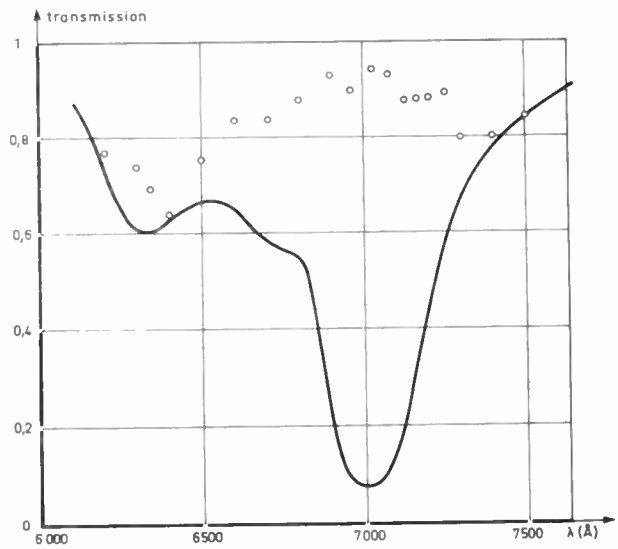


FIG. 3. — Saturation de la bande rouge de la phtalocyanine de vanadium (dans le nitrobenzène). En trait plein, transmission à bas niveau ; les points ronds donnent la transmission à haut niveau de lumière excitatrice.

Il existe une autre catégorie de matériaux à absorption saturable où le spectre d'absorption ne se présente pas sous la forme de raies ou bandes discrètes, mais sous la forme de larges bandes continues comme c'est le cas pour les semiconducteurs. La figure 4 donne, à titre d'exemple, les résultats obtenus avec du RG8, verre rouge de fabrication Schott. Le bord de la bande d'absorption se translate vers le bleu. Cette translation atteint 200 à 300 Å suivant les échantillons.

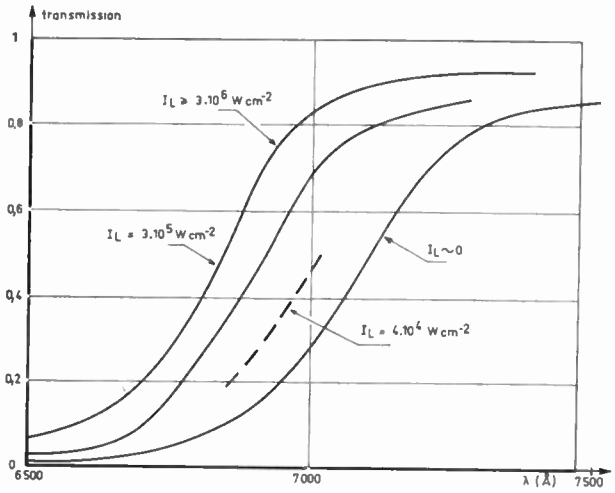


FIG. 4. — Transmission spectrale d'un échantillon de RG8 pour diverses intensités excitatrices I_L. A toutes longueurs d'onde, la transmission croît avec I_L.

5. Conclusion

L'étude de l'absorption saturable qui est un nouvel outil permettant d'atteindre certaines grandeurs physiques (temps de vie d'état excité par exemple) présente aussi un intérêt technique important (réalisation d'interrupteurs auto-déclencheurs pour lasers, interrupteurs opto-optiques analogues aux cellules de Kerr).

BIBLIOGRAPHIE

SOROKIN P.P., GUZZI J.L., LANKARD J.R. et PETTIT G.D. — *I.B.M.*, Journal, **8**, 182, 1964.

SOFFER B.H. — *JAP*, **35**, 2551, 1964.

KAFALAS P., MASTER J.I., MURRAY E.M. — *JAP*, **35**, 2349, 1964.

ROESS D. — *Zeitschrift für Naturforschung*, **20**, 696, 1965.

BRET G., GIRES F. — *Comptes Rendus*, **258**, 3469, 1964.

KOSONOCKY W. — Thesis Columbia University, 1965.

GIRES F., COMBAUD F. — *Journal de Physique*, **26**, 325, 1965.

DEGIORGIO V., POTENZE G. — Nuovo Cimento, 41, 254, 1966.

Correspondance

STABILISATION DE FRÉQUENCE POUR KLYSTRON RÉFLEX UTILISANT UN MODULATEUR A DIODE VARACTOR

PAR

J.-P. PELLISSIER et G. MESNARD

Laboratoire d'Electronique et de Physique du Solide
Faculté des Sciences de Lyon

Introduction

Les montages usuels de stabilisation de fréquence reposent sur l'emploi d'un amplificateur à courant continu à très faible dérive. Pour surmonter cette difficulté, on utilise différents procédés, tels que des circuits compensateurs, des convertisseurs fréquence-amplitude, des amplificateurs à découpeur. Nous avons mis au point un montage à découpeur d'un type spécial, en découpant non pas le signal continu issu du discriminateur mais l'onde HF qui y est appliquée.

La fréquence d'oscillation d'un klystron réflex dépend de différents paramètres : accord de sa cavité, tension réflecteur, charge de sortie, etc. Pour stabiliser cette fréquence f, on est amené à la comparer à une fréquence f_0 de référence.

La tension continue issue d'un discriminateur de fréquence, après une amplification convenable, est appliquée à une électrode du klystron à stabiliser (généralement le réflecteur), de façon à ramener f sur f_0. Parmi les principaux types de discriminateurs [1 à 5], nous avons utilisé, dans un but de simplicité, le discriminateur de PIRCHER [2].

1. Le discriminateur

Il se compose (fig. 1*a*) d'une cavité de référence à fort coefficient de surtension résonnant sur le mode TE_{011}. Sur le guide alimentant la cavité, on prélève de l'énergie en deux points particuliers grâce à un couplage par fentes. Soient P_0, P_1, P_2 respectivement les plans de référence de la cavité et des fentes de

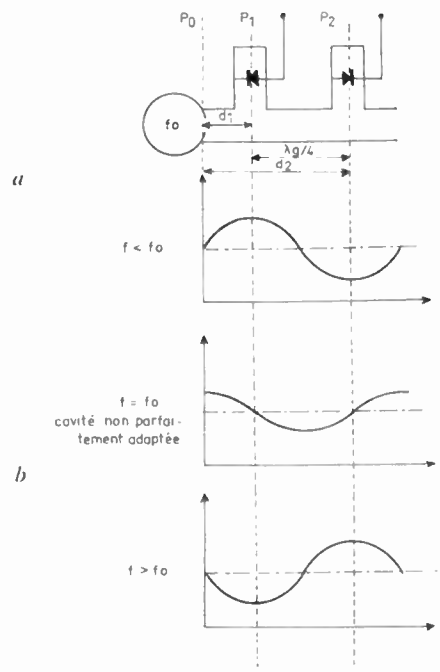


FIG. 1.

couplage. Pour un fonctionnement correct du discriminateur, on doit avoir :

$$d_1 = \lambda g/8 + p\,\lambda g/4$$
$$d_2 - d_1 = \lambda g/4 + m\,\lambda g/2$$

d_1 et d_2 étant les distances du plan de référence P_0 aux fentes de couplage.

En pratique, il convient de prendre les entiers p et m aussi faibles que possible, afin d'éviter des effets secondaires de ligne longue.

La figure 1*b*, qui donne les formes d'onde, permet de comprendre le fonctionnement de ce discriminateur. Pour un fonctionnement optimal, la cavité de référence doit être au couplage critique et il faut appliquer le maximum de puissance à la cavité de façon que les fuites par les fentes soient négligeables par rapport à la puissance alimentant la cavité.

2. Schéma synoptique du montage et étude de l'amplificateur

Le montage est représenté sur la figure 2.

L'originalité du dispositif réalisé réside dans le fait qu'au lieu de découper le signal continu issu du discriminateur, ce qui est toujours délicat car les tensions sont inférieures au mV [6], nous découpons le signal haute-fréquence appliqué au discriminateur. Pour cela, une diode varactor type MOBR 107 a été placée en travers d'un guide dans un support approprié. Elle est alimenté à 7 000 Hz par un générateur de signaux rectangulaires. La figure 3 donne un schéma partiel du montage électronique réalisé.

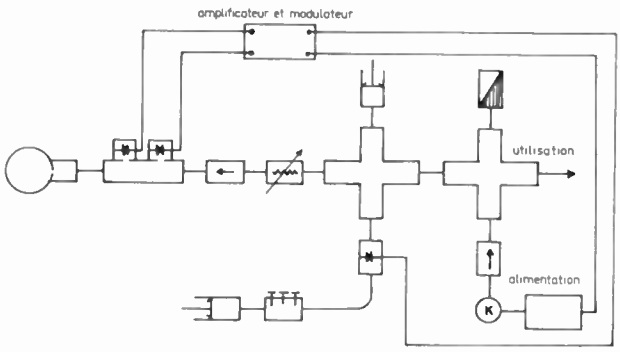


FIG. 2.

On voit que les polarités de détection des cristaux détecteurs 1N 415C sont opposées. Cet artifice expérimental permet de recueillir directement au point A une tension de la forme $\frac{e_1 - e_2}{2}$, e_1 et e_2 étant les tensions entre les curseurs des potentiomètres P_1 et P_2 et la masse [7]. Pour adapter l'impédance élevée des cristaux détecteurs à l'amplificateur à transistors, un adaptateur a été nécessaire. Il est suivi d'un amplificateur classique à liaison RC de gain 3 000. Une détection synchrone permet de restituer le signe de la composante continue issue du discriminateur. Ce signal, convenablement filtré, est appliqué en série avec l'alimentation réflecteur du klystron 2 K 25.

3. Résultats obtenus

Le montage donne une dérive ramenée à l'entrée d'environ 2 µV (dérive mesurée sur plusieurs heures de fonctionnement). Il nous a permis d'obtenir une stabilité en fréquence de l'ordre de 10 kHz appréciée à l'aide d'un discriminateur de Pound étalonné en fréquence.

4. Conclusion

Le montage proposé permet de simplifier la construction d'une stabilisation de fréquence en s'affranchissant de la construction des alimentations continues qu'exigent les stabilisations à tubes, ou du problème toujours délicat des découpages à bas niveau continu qu'exigent les découpeurs classiques.

Nous remercions MM. Bride et Parisot, qui ont contribué à la réalisation du montage.

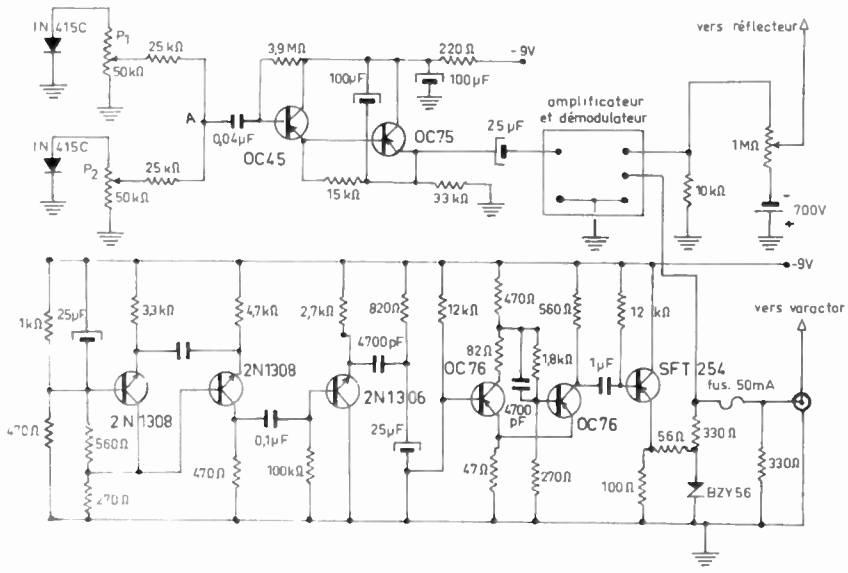


FIG. 3.

BIBLIOGRAPHIE

[1] POUND R.V. — *Rev. Sci. Instr.*, 1946, 490.

[2] PIRCHER G. — *Onde Electrique*, 1951, 144.
PIRCHER G. — *Rev. Tech. CFTH*, avril 1951, *15*, 37.

[3] BORG H. — *Wireless Eng.*, 1949, *26*, 59.

[4] SLIGBERG R., DAKKER R. — *Electronic measuring and microwave notes* 1965, *2*, 17.

[5] RAOULT G., FANGIN J. — *Phys. Rad.*, 1954, 133 A.

[6] BOUTHINON M., COUMES A. — *J. Phys.*, mars 1964, *25*, 41 A.

[7] PELLISSIER J.P. — Thèse de 3e cycle, Faculté des Sciences de Grenoble, 1965, 44.

ESSAIS D'UN GÉNÉRATEUR THERMOÉLECTRIQUE A RADIOISOTOPES

PAR

M. OCIO, M. VANDEVYVER, H. ALBANY

Département d'Electronique physique

C.E.A. Saclay

Un générateur thermoélectrique à radioisotopes a été élaboré par le Service d'Electronique Physique en collaboration avec le Département des Radioéléments du C.E.N./SACLAY et la Société ALCATEL. Après avoir été au préalable soumis à des essais de fonctionnement simulé avec une source chaude d'origine électrique, le générateur a été chargé, fin juillet 1966, d'une capsule de polonium 210 de 150 Ci.

1. Description technique du générateur

1.1. MODULE THERMOÉLECTRIQUE

Il est composé de 64 barreaux de $2 \times 0{,}65 \times 0{,}26$ cm³ de thermoélément de la famille du tellurure de bismuth, formant 36 couples. Le montage avait été calculé pour évacuer 6,4 W sous une différence de température de 150 °C. L'ensemble se présente sous la forme d'un parallélépipède de $2 \times 32 \times 32$ cm³ fixé sur une plaque caloporteuse servant de source froide pour le module. La fabrication du module thermoélectrique et le montage mécanique ont été assurés par la Société ALCATEL.

1.2. CAPSULE RADIOISOTOPIQUE

Le radioélément utilisé est du polonium 210 : période 138 jours ; activité spécifique : 140 W/g, 1 320 W/cm³, 31,6 Ci/W.

La capsule est constituée par une double enveloppe étanche d'acier inoxydable soudée à l'arc sous argon (dimensions hors tout : ∅ = 20 mm, épaisseur = 4 mm). Elle contient un empilement d'une douzaine de disques de platine (épaisseur = 5/100 mm, ∅ = 6 mm) sur lesquels ont été déposées 150 Ci de polonium. Le dépôt électrolytique de polonium et l'encapsulage ont été effectués par le Département des Radioéléments du CEN/SACLAY (Rapports : DR/PR n° 234 et DR/PR/EPS 66-132). Les mesures de radioactivité sur la capsule ont donné pour l'émission neutronique un flux d'environ 3.10^5 ns et pour le rayonnement γ (0,8 MeV) une valeur de 40 mR/h à 20 cm, soit environ 1,6 mR/h à 1 m.

1.3. MONTAGE MÉCANIQUE

La capsule est fixée dans une masselotte métallique dont la partie inférieure en cuivre poli assure une bonne répartition du flux thermique. La masselotte est isolée électriquement du module par une feuille de 5/100 mm de mica.

Le module est fixé par l'intermédiaire de sa plaque caloporteuse sur une embase massive servant à l'évacuation de la chaleur par convection dans l'air. L'embase est munie de passages qui permettent la circulation d'un gaz neutre ainsi que des sorties de mesure pour les thermocouples et le module thermoélectrique. La masselotte chauffante est appuyée à la partie supérieure du module par un pont assujetti à deux colonnettes isolantes. L'ensemble qui est entouré de matière calorifuge (Mink) est recouvert d'une cloche métallique vissée sur l'embase. L'étanchéité est assurée par un joint torique (fig. 1).

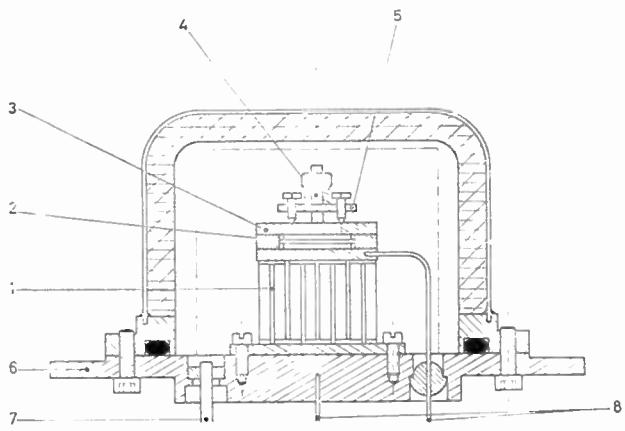


FIG. 1. — Montage

1. Module thermoélectrique.
2. Capsule radioisotopique.
3. Masselote chauffante.
   — Plaque de répartition.
   — Plaque supérieure.
4. Calomettes.
5. Bride de fixation.
6. Embase.
7. Passage argon.
8. Thermocouples mesure.

2. Essais du générateur

Le générateur est fermé sur une résistance que l'on règle à la valeur d'adaptation. Cette valeur est d'environ 3 Ω. Sont relevées les valeurs des températures de la source chaude et de la source froide, ainsi que la tension aux bornes de la résistance d'adaptation.

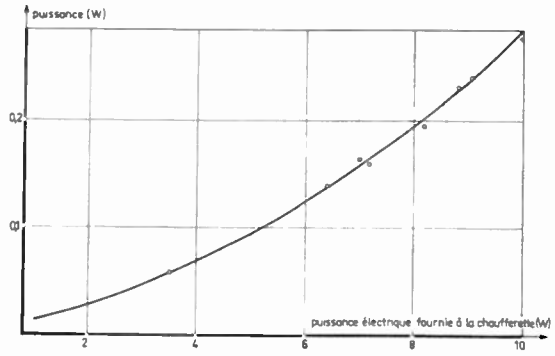


FIG. 2. — Puissance maximale fournie à la charge

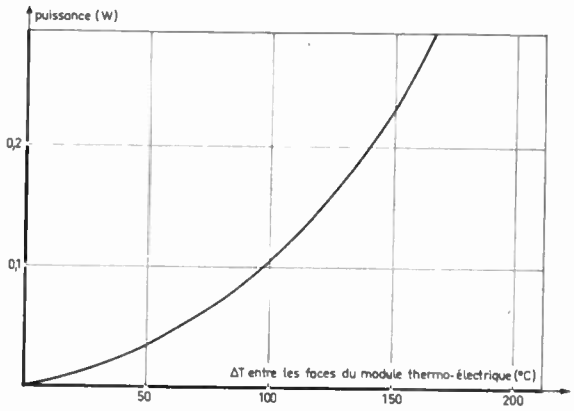


FIG. 3. — Puissance maximale fournie à la charge

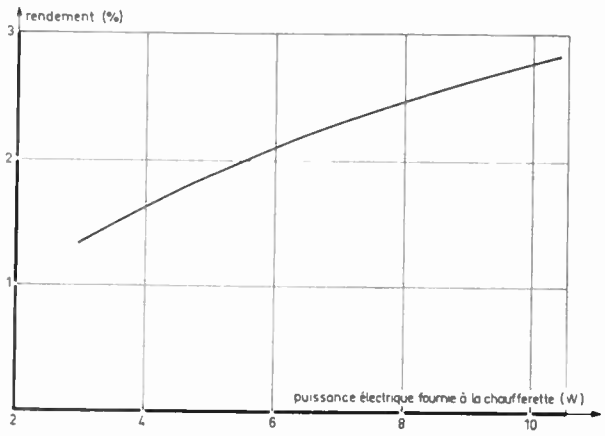


FIG. 4. — Rendement

2.1. ESSAIS PRÉLIMINAIRES

Le générateur a été soumis à une série d'essais, la source chaude étant simulée par une chaufferette électrique. Les résultats obtenus sont indiqués dans les figures (2), (3) et (4) qui donnent respectivement la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée (fig. 2) ; la puissance de sortie en fonction du ΔT sur le module thermoélectrique (fig. 3), et enfin le rendement en fonction de la puissance injectée (fig. 4). Le module thermoélectrique avait été calculé pour donner 0,3 W de sortie sous 1 V, pour une puissance d'entrée de 6,4 W. La figure 2 montre que pour 6,4 W injectés, le générateur ne fournit que 0,14 W sous 0,68 V. Cette différence souligne l'insuffisance de l'isolement thermique du montage et la nécessité de réduire les pertes thermiques.

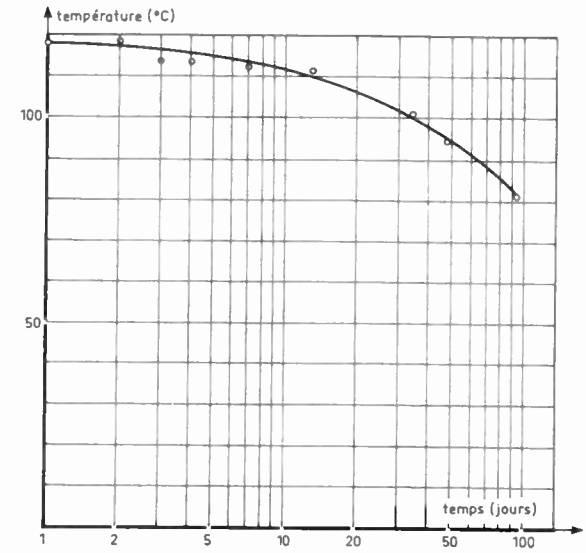


FIG. 5. — Température de source chaude

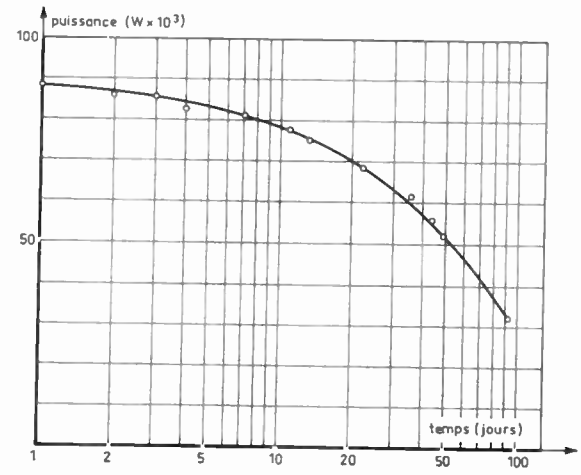


FIG. 6. — Puissance de sortie

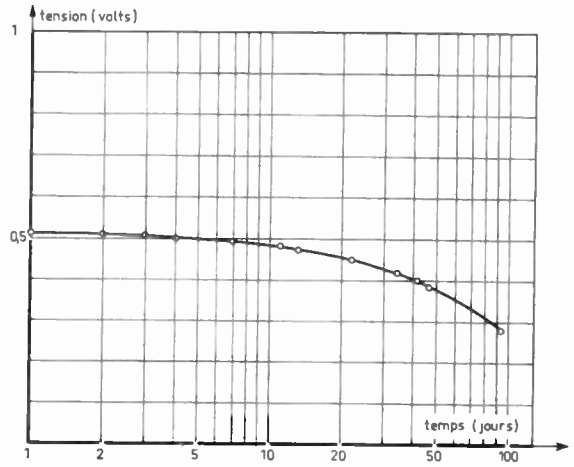


FIG. 7. — Tension de sortie

2.2. Essai du générateur monté avec une capsule de polonium

Une capsule de 150 Ci de polonium 210 a été fixée dans le générateur fin juillet 1966. Elle correspond initialement à 4,7 W. La puissance de sortie mesurée après le montage de la capsule était de 88 mW sous une tension de 0,5 V et pour une température de source chaude de 117 °C. Ces valeurs restent en bon accord avec les résultats obtenus avec la chaufferie électrique, indiquant que la fixation de la capsule radioisotopique était satisfaisante et comparable à celle de la chaufferie.

Les courbes (5), (6) et (7) illustrent la décroissance en fonction du temps respectivement de la température de source chaude, de la puissance et de la tension de sortie. Ces variations résultent de la décroissance du polonium ainsi que de l'évolution du rendement avec la puissance de la source.

3. Conclusions

Ce premier essai de fonctionnement d'un générateur thermoélectrique à radioisotopes est concluant et souligne l'intérêt de poursuivre ces essais en utilisant un radioélément de période plus grande, une puissance thermique initiale plus importante, et en envisageant pour le prototype un but démonstratif ou d'application. Des améliorations ont été apportées à une nouvelle version des prototypes permettant de réduire les pertes thermiques. La tenue des matériaux est bonne dans les conditions d'utilisation ; il serait cependant intéressant, sur le plan pratique, de réduire la fragilité que présente le module thermoélectrique.

CORRIGENDUM

Un certain nombre d'erreurs ou de fautes de traduction ayant échappé à la Rédaction qui s'excuse auprès de l'auteur et de ses lecteurs, nous apportons les corrections suivantes au texte de la conférence que **M. Schanda** *a prononcé en anglais au Colloque du CNES « Récepteurs microondes à faible bruit », conférence dont le titre était :*

Discrimination de sources de radiations rectangulaires et circulaires de grande étendue au moyen d'antennes radiométriques ;

Le texte de cette conférence a été publié dans l'Onde Electrique de février 1967 *pages* 277 *à* 280.

Page 277. — Les 4 premières lignes du 5e paragraphe doivent être lues : « Matt et Kraus ont traité le problème à une dimension ; il concerne la réception d'un rayonnement provenant d'une source étendue, au moyen d'un réseau d'antennes linéaire.

Au 6e paragraphe, il y a lieu de lire « deux dimensions » et non pas « trois ».

Dans la dernière formule de cette page 277 et à la 3e ligne de la page 278, il y a lieu de lire $D(Q)$ au lieu de $D(I)$.

Page 278. — La ligne suivant la formule (2) doit être lue : « jusqu'à 1/10 du maximum du lobe principal ».

Dans la formule (3), il faut lire « ln2 » au lieu de $\ln^2$ et θ_H au lieu de θ_N, de même à la 2e ligne du paragraphe suivant cette formule.

Au 5e et au 7e paragraphe de la 1re colonne, il faut lire « la puissance reçue *de* la section » et non « par la section » ; au 7e paragraphe, on supprimera « en provenance ».

La formule figurant à l'avant dernier paragraphe de la phrase doit être lue :

$$\theta_D - \theta_c > 6\,\theta_H$$

et la fin du paragraphe, de la façon suivante :

«... est remplie, et si la lamelle se présente symétriquement par rapport à l'axe des θ_X.

Nous somme dans le cas d'un demi-plan rayonnant, s'il n'y a qu'une seule limite, par exemple θ_A, à l'intérieur du lobe d'antenne ».

Page 279. — 1re ligne sous la légende de la figure 2, lire : « arbitraire par rapport à l'axe du lobe principal ».

La formule 8 complète a pour expression :

$$B(\theta_A, \theta_B, \theta_R) = \frac{\sqrt{\pi}A}{2h}\int_{\theta_A-\theta_R}^{\theta_A+\theta_R} d\theta_X \exp(-h^2\theta^2_X)\left\{erf\left(h\left[\theta_B+\theta_R\sqrt{1-\left(\frac{\theta_X-\theta_A}{\theta_R}\right)^2}\right]\right) - erf\left(h\left[\theta_B-\theta_R\sqrt{1-\left(\frac{\theta_X-\theta_A}{\theta_R}\right)^2}\right]\right)\right\} \qquad (8)$$

A la 2e ligne suivant cette formule, au lieu de « doit être résolue », il y a lieu de lire : « doit être effectuée ».

Légendes des figures 4 et 5, troisièmes lignes, lire θ_B au lieu de θ_R et θ_S. Sur les figures elles-mêmes, à gauche, il y a lieu de lire $\frac{\theta_R}{\theta_H}$ au lieu de $\frac{\theta_B}{\theta_H}$.

Page 280. — La légende de la figure 6 doit être remplacée par la suivante :

Diagrammes calculés pour la source ponctuelle et la source circulaire de rayon relatif $\theta_R/\theta_H = 2/3$ pour une traversée centrale de l'antenne. Pour comparaison, les points mesurés avec le soleil comme source ($\theta_R/\theta_H = 2/3$).

Les *deux* courbes de la figure 6 sont des courbes calculées et non pas seulement la courbe inférieure.

Enfin nos lecteurs ont corrigé d'eux-mêmes la dernière phrase de l'article :

« L'auteur profite de l'occasion qui lui est offerte pour remercier le Pr K.P. Meyer pour l'intérêt constant qu'il a porté à ce travail ».

ERRATUM

M. F. Kover et Melle M.J. Musselin nous prient de bien vouloir apporter une correction à leur article :

« Sur la nature et les propriétés de couches minces diélectriques préparées par oxydation anodique de titane, de tantale et de niobium »

publié dans l'Onde Electrique de mars-avril 1967 pages 375 à 381 :

Dans le tableau 1, page 377, l'épaisseur de l'oxyde anodique de niobium préparé en électrolyte SN est de 23,4 Å/V et non de 26,9 Å/V comme il a été indiqué par erreur.

Vie de la Société

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

Le Colloque international sur l'électronique et l'espace a été organisé par la Société française des Electroniciens et des Radioélectriciens et la Fédération nationale des Industries électroniques avec le patronage de l'Union des Associations techniques internationales. Il s'est tenu à Paris, à la Maison de l'UNESCO, du 10 au 15 avril 1967, et a réuni environ 700 participants, dont une centaine d'étrangers.

On trouvera ci-après le texte des allocutions prononcées à l'occasion de la séance inaugurale, ainsi que la liste des communications et le moyen d'en obtenir le texte.

Le texte des principales communications présentant un caractère d'exposé de synthèse sera publié dans un prochain numéro de l'Onde Electrique, *en principe en novembre 1967.*

ALLOCUTION DE M. J.J. MATRAS

Président de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens

Messieurs les Présidents,

Mesdames, Messieurs

Je suis heureux de vous souhaiter la bienvenue à l'occasion de l'ouverture de ce Colloque sur l'Electronique et l'Espace, organisé à l'initiative de la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens. Je voudrais d'abord excuser l'absence de Monsieur le Ministre délégué à la Recherche Scientifique et aux Questions Atomiques et Spatiales, due à des raisons exceptionnelles que vous devinez, et dire combien nous avons été sensibles à l'intérêt particulier, exprimé par son prédécesseur, que portent les Pouvoirs Publics à nos travaux : et cet intérêt, il est indispensable que nous le ressentions.

Les découvertes effectuées dans les Laboratoires, les matériels conçus dans les ateliers et les usines, peuvent être de nos jours à l'origine de points de vue si nouveaux, si étranges, ou inattendus, ils peuvent entraîner de si exaltantes comme de si terrifiantes suites, qu'il ne nous paraît pas trop de voir groupées toutes les forces vives de l'humanité pour les assimiler, les peser et essayer de les maîtriser

Imagine-t-on les bouleversements politiques, sociaux, économiques, mais aussi administratifs et financiers qu'eut pu produire, dans les années incertaines du Moyen-Age, la découverte de la pierre philosophale ?

Or, combien de pierres philosophales ne sont-elles pas sorties, depuis moins d'un siècle, de nos modernes cornues ?

Et si de grands changements en ont résulté, ils n'apparaissent pas aux yeux de tous comme étant à la mesure des gigantesques progrès techniques réalisés. Ainsi observe-t-on, dans le monde scientifique qui les a en quelque sorte couvés, un malaise qui s'exprime par de spectaculaires et parfois violentes prises de position.

Malaise qui ne pourra, nous en avons bien conscience, que s'aggraver progressivement, car le chercheur se sait engagé dans une voie de plus en plus dangereuse ; il lutte de plus en plus difficilement contre un facteur « temps » auquel le génie d'Einstein a arraché son masque d'immutabilité et qui, le visage découvert, entreprend de se venger ; et cependant il ne peut ni reculer, ni quitter ce rude chemin aux détours imprévisibles que lui impose le fait même qu'il soit homme.

Malaise cependant dont on peut infléchir la croissance, en convainquant le savant que d'autres, auprès de lui, s'efforcent de poursuivre cette formule fugace, sans cesse changeante, qui permettra de concilier le développement de l'homme et la survie de l'espèce !

Le moderne Palais dans lequel nous siégeons est l'heureux symbole du dialogue continu et jusqu'aujourd'hui constructif auquel nous sommes si passionnément attachés, parce que nous le considérons comme le plus efficace des garde-fous ; nous nous y trouvons bien, à la fois matériellement, intellectuellement et moralement, nous y sommes en confiance. Aussi nos chaleureux remerciements vont-ils

à ceux qui nous ont permis de bénéficier de cette favorable ambiance.

Nous en avons besoin, car quel sujet, à la réflexion, peut paraître plus riche de promesses et de menaces que celui qui porte ce titre doublement prestigieux : l'Electronique et l'Espace ?

L'Espace, qui s'est brusquement ouvert depuis quelques dix ans et a pris des dimensions infinies. N'est-il pas à redouter que ce nouveau Ciel, sillonné d'astres nouveaux, ne nous tombe un jour sur la tête ? Crainte bien connue des Français à qui les livres d'histoire ont appris que c'était la seule, à leur dire, que ressentaient leurs ancêtres Gaulois ; crainte vaine espérons-le, pour nous comme elle le fut pour eux, salvatrice peut-être même, si elle arrive à constituer le symbolique grain d'ellébore de la fable, qui rend l'esprit à ceux qui risquaient de le perdre.

Mais l'Espace n'est pas l'objet propre à notre Colloque ; ce n'est, avec son redoutable environnement, qu'un moyen de pression sur l'Electronique qui en constituera la base essentielle. Cette Electronique sans laquelle l'engin naviguerait comme un corps mort, cette Electronique si fragile, si docile, si serviable, mais, nous le savons tous, sous ses dehors bénins, la plus redoutable des Enchanteresses !

Les éminents travaux que vous poursuivez si efficacement, mes chers Collègues, visent tout bonnement à faciliter la transmission des informations ; mais, pour atteindre ce but, ils suivent trois voies de recherche : accroissement de la portée, réduction du volume de l'appareillage, longue durée des performances, qui constituent de nouveaux défits à l'Espace et au Temps.

Ils engendreront des possibilités nouvelles qu'il faudra, à leur tour utiliser, contrôler, juguler. Pour ne prendre qu'un exemple qui nous touche de près, celui de la diffusion directe de programmes de radio-diffusion et de télévision par satellites, on imagine volontiers par quelles angoisses passeront ceux qui seront amenés à prendre, sur les plans nationaux, comme sur le plan international, des décisions ; à quelles réflexions, à quelles consultations de spécialistes des domaines financiers, industriels, juridiques, mais plus encore, sociologiques, pédagogiques et culturels, ils devront se livrer avant de fixer un choix dont nous pouvons leur dire à coup sûr, qu'il ne donnera pas, à l'expérience les résultats attendus, quelles que puissent être la rigueur et l'impartialité de traitement des données qui auront servi à établir les prévisions.

Il est normal — et le contraire serait fort dangereux — que le Technicien, inventeur de l'outil et seul en état d'en connaître les possibilités et les limites, participe activement à l'étude entreprise et aide à la recherche de la meilleure solution.

Encore est-il nécessaire qu'il ouvre, autant que faire se peut, les arcanes de sa science et accepte de s'esprimer en langage, sinon facile, tout au moins ouvert à d'autres qu'aux équipes restreintes qui travaillent dans son domaine d'activité.

Cette recherche de la communicabilité est un des soucis majeurs des Sociétés savantes qui organisent des Colloques, d'une part en vue de rapprocher les spécialistes de différents pays, généralement heureux de prendre contact autrement que par échanges de correspondances, mais aussi pour faire connaître les travaux de ces équipes au public beaucoup plus vaste de ceux qui, pour de multiples raisons — fut-ce par simple curiosité — y trouveront intérêt.

Je ne doute pas que le Colloque, qui ouvre ses assises aujourd'hui, réponde à ce vœu et nous donne une meilleure connaissance de l'Electronique et de l'Espace.

C'est vers ce but qu'ont tendu les efforts des personnalités et organismes qui ont partagé, avec la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, les charges de son organisation. Qu'il me soit permis d'adresser mes chaleureux remerciements, en son nom, à tous ceux qui y ont pris part :

— M. le Général AUBINIÈRE, Directeur Général du Centre National d'Etudes Spatiales, Président du Comité d'Honneur qui a bien voulu accepter de prendre la parole au cours de cette séance ;

— M. BIGNIER, Directeur des Relations Extérieures au Centre National d'Etudes Spatiales, qui porte allègrement sur ses épaules le titre le plus lourd de responsabilités, celui de Président du Comité d'Organisation ;

— M. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny, Président du Comité des Conférences, dont la haute compétence technique lui permettra de dégager in fine les enseignements du Congrès.

Je dirai également ma reconnaissance à la Fédération Nationale des Industries Electroniques et à l'Union des Associations Techniques Internationales qui nous ont grandement assistés dans l'organisation, sans oublier M. RUBY, Président du Comité d'Accueil, qui vous entourera de sa sollicitude constante.

Je voudrais enfin, mes chers Collègues, vous remercier de votre présence et de votre active participation : c'est pour vous donner les moyens de vous exprimer qu'ont œuvré tous ceux dont j'ai énuméré les noms et les titres ; car c'est sur vous, en fin de compte, que repose le succès de notre Colloque, et je suis certain de ce succès.

ALLOCUTION DE M. M. BIGNIER

Président du Comité d'Organisation

Messieurs les Présidents,

Mesdames, Messieurs,

Permettez-moi de vous indiquer les idées directrices qui ont guidé les travaux du Comité d'Organisation du Colloque international sur l'Electronique et l'Espace.

Ce Colloque, le premier en France sur ce thème, a été conçu et décidé, il y a un an exactement, à la suite d'une conversation entre le Président du Bureau de la Société française des Electroniciens et Radioélectriciens et le Directeur Général du Centre national d'Etudes spatiales. Il a semblé intéressant de placer, cette année, au premier plan de mes préoccupations les conséquences de la Recherche Spatiale sur l'Electronique et la manière dont cette dernière a dû s'adapter et se dépasser pour répondre aux exigences et aux contraintes de l'Espace.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens en est l'organisateur ainsi que l'Union des Associations Techniques Internationales et nous bénéficions du haut patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Monsieur le Ministre de la Recherche Scientifique, chargé des Questions Atomiques et Spatiales avait accepté d'accorder son patronage à ce Colloque, marquant ainsi l'intérêt qu'il porte à nos travaux. Le récent changement gouvernemental l'empêche malheureusement de participer à notre séance de ce matin. Il a tenu à nous adresser ses vœux de succès.

Je tiens à remercier tout particulièrement le Président et les Vice-Présidents du Comité d'Honneur ainsi que le Président de la S.F.E.R. et celui de la F.N.I.E. qui m'ont aidé de leurs conseils.

J'exprime toute ma reconnaissance également pour mes collaborateurs du Comité d'Organisation, des Services Officiels comme de l'Industrie privée, qui depuis un an ont consacré une grande partie de leur temps à la préparation du Colloque ainsi qu'aux membres du Comité de Confé-

rences présidé par Jean-Pierre CAUSSE et ceux du Comité d'Accueil présidé par Maurice RUBY

Je ne veux pas oublier non plus les Dames de ce dernier Comité qui ont bien voulu nous aider aimablement en accueillant les épouses des Congressistes mettant ainsi une note de charme au milieu de l'austérité de nos Conférences.

Ce Colloque sera bien entendu, Messieurs, ce que vous voudrez qu'il soit ; il sera ce que vous le ferez. Les Présidents de Séance sauront parfaitement, j'en suis sûr, animer les discussions qui suivront les Conférences et dégager les synthèses nécessaires.

Nous avons voulu que ce colloque ne soit pas seulement une description des ensembles électroniques intervenant dans la Technologie Spatiale, qu'il ne trace pas seulement un tableau complet de l'outil électronique mis à la disposition de l'Espace, mais qu'il soit bien plutôt une analyse des interactions du domaine sur l'instrument et de l'instrument sur le domaine.

Les Communications du Colloque sont réparties dans les principaux chapitres suivants qui marquent les orientations fondamentales retenues :

— Contraintes spatiales ;
— Recherche spatiale ;
— Electronique embarquée avec, comme sous-chapitres, composants, antennes, systèmes et systèmes spéciaux ;
— Electronique pour lanceurs ;
— Radiocommunications ;
— Radiolocalisation ;
— Capteurs électroniques pour grandeurs spatiales ;
— Fiabilité.

Quelques exposés généraux ont été sollicités ; ils seront présentés par des personnalités connues sur le plan scientifique pour leurs travaux. Je les remercie chaleureusement de leur participation.

Dans les jours qui viennent, vous entendrez 101 Communications présentées par les spécialistes étrangers et français qui font autorité dans ces domaines.

Vous êtes, Messieurs, plus de 700 participants à nos travaux, dont 100 étrangers environ appartenant à 20 pays. Je les remercie tout spécialement de rehausser par leur présence l'éclat de notre Colloque.

Une innovation cette année : nous n'imprimerons pas les Conférences présentées durant cette semaine, mais elles seront microfilmées et déposées au Centre National de la Recherche Scientifique. Il vous sera possible de vous procurer facilement celles que vous désireriez conserver. Nous espérons que cette tentative vous plaira par son modernisme, sa rapidité et sa souplesse.

En remerçiant encore une fois la Fédération Nationale des Industries Electroniques et la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens qui ont rendu possible cette manifestation, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés à l'organiser, je voudrais faire des vœux chaleureux pour son succès.

ALLOCUTION DU GÉNÉRAL R. AUBINIÈRE

Président du Comité d'Honneur du Colloque
Directeur général du Centre national d'Etudes spatiales

Messieurs les Présidents,

Si vous avez choisi, si nous avons choisi pour ce colloque un sujet difficile, personne ne peut douter qu'il est aujourd'hui d'une brûlante nécessité d'apprécier les rapports des programmes spatiaux et de l'industrie, et la technique spatiale par excellence, c'est-à-dire l'électronique.

Dix ans après le début de l'ère spatiale, cinq ans après le démarrage des programmes spatiaux européens, la conquête de l'espace apparaît-elle comme une vanité coûteuse, ou comme une activité bénéfique, et même indispensable, pour le développement d'une économie dont on recherche un certain type d'expansion, fondé non seulement sur l'accroissement de la consommation, mais aussi sur l'innovation technique, condition de l'indépendance et des progrès à long terme ?

En fait, les Gouvernements et leurs opinions publiques, spécialement en Europe, sont incertains sur la conduite à tenir. Ils sont, certes, effrayés par l'importance des sommes consacrées à l'espace par les deux grandes puissances, et sont soucieux, légitimement, de ne pas nuire à l'élévation rapide du niveau de vie obtenue en résolvant les problèmes de tous les jours, qu'il s'agisse de logement, de routes, d'hôpitaux, de téléphone.

Par contre, ils s'inquiètent de participer insuffisamment à un effort spatial susceptible d'apporter dans l'industrie et dans la technique — et singulièrement dans l'électronique — des bouleversements dont les conséquences seraient du même ordre que celles du machinisme au XVIII[e] siècle.

Le caractère très récent de l'effort spatial rend difficile une réponse rigoureuse. Pourtant, et avec une rapidité étonnante, certains axes se dégagent déjà, qu'il est possible de définir, et qui soulignent l'importance des effets des programmes spatiaux.

En fait, à des effets directs d'une ampleur déjà notable et tenant aux résultats des expériences engagées comme à l'appui donné aux laboratoires et aux industries, s'ajoutent des effets indirects, liés à des phénomènes de transfert technologiques, déjà perceptibles et appelés à un développement considérable.

1. Effets directs du programme spatial français

Les conséquences directes de l'effort spatial s'observent au triple niveau des applications, du développement des connaissances scientifiques et de l'appareil de recherche, et de l'impulsion donnée à l'industrie.

Trois domaines d'application sont particulièrement prometteurs :

Dès maintenant, les satellites de télécommunications sont en mesure de faire face, mieux que les câbles, au développement du trafic téléphonique et télégraphique mondial, ainsi qu'aux retransmissions de télévision. Ils rendront possible dans les prochaines années un développement littéralement explosif des réseaux de transmission de l'information qui, joint aux progrès simultanés de l'informatique, transformera radicalement le système nerveux des nations qui pourront en bénéficier.

La météorologie : la prévision du temps est une nécessité qui dépasse les simples préoccupations du touriste ou du promeneur, par les actions qu'elle peut permettre sur l'agriculture, la navigation maritime ou aérienne, etc. Or il existe de vastes secteurs (Atlantique, hémisphère Sud...) dans lesquels ne s'exerce aucun enregistrement météorologique. Dans les autres secteurs même, les renseignements recueillis ne sont pas suffisants. La réalisation de satellites associés à des lancements de ballons modifiera totalement le système de prévision.

Enfin, les satellites d'aide à la navigation pourront localiser avec précision les avions sur l'ensemble du globe.

Les budgets de l'espace servent pour une part non négligeable au développement de l'appareil scientifique et à l'accroissement des connaissances.

Le volume des connaissances accumulées sur l'environnement terrestre est considérablement accru ;

D'importantes et solides équipes de chercheurs se sont constituées, ce qui signifie non seulement que l'on dispose dès aujourd'hui de ces équipes mais surtout que la stimulation de la recherche dans un secteur essentiel et attractif pour la jeunesse contemporaine contribue fortement à maintenir dans leur pays les éléments les plus brillants et provoque un phénomène d'attraction d'élites scientifiques étrangères. C'est un phénomène non directement perceptible, mais à coup sûr essentiel.

Son importance est d'autant plus grande que la recherche scientifique conditionne directement les applications utilitaires. Bien entendu, dans le domaine spatial comme dans les autres secteurs, on ne peut associer systématiquement à chaque effort de recherche fondamentale une possibilité d'utilisation pratique, mais les recherches menées par exemple sur les relations soleil-air-terre, et les idées tout à fait nouvelles que les chercheurs ont acquises sur la structure de l'ionosphère, sont intimement liées au progrès que l'on peut espérer en matière de télécommunications et de météorologie.

Enfin, une grande part des crédits des budgets spatiaux bénéficie très naturellement à l'industrie, sous forme de marchés d'études, de développement ou de fabrication. 90 % des crédits spatiaux français vont à l'industrie ; 60 % à l'électronique.

Telles sont les conséquences directes et matérielles de l'effort spatial Elles ne constituent qu'une partie de l'impact de la recherche spatiale. De façon plus discrète, progressive et malaisée encore à analyser, la technique et les produits spatiaux sont appelés à se diffuser, et se diffusent déjà, dans d'autres secteurs de l'économie où ils provoquent des progrès importants.

2. Effets indirects du programme spatial français

Lorsque l'exécution d'un programme nécessite, comme c'est le cas pour le programme spatial, la mise en œuvre de techniques plus avancées que celles qui sont disponibles sur le marché, ce programme joue un rôle moteur déterminant dans le processus qui conduit au progrès technique.

Les effets indirects de ce programme sont essentiellement ceux qui résultent de phénomènes de transfert, qu'il s'agisse de transferts de produits ou de transferts techniques et technologiques. Or la réalisation des transferts nécessite un certain délai. Aussi serait-il illusoire de prétendre, au début de 1967, effectuer une analyse exhaustive des transferts qu'on peut attendre des programmes spatiaux.

On peut, à la vérité, soutenir que ce qui est étonnant n'est pas le caractère encore limité et hétérogène des transferts observés, mais bien la possibilité de se livrer déjà à de semblables observations. Ainsi est-il déjà possible, après avoir dégagé les mécanismes de transfert et les possibilités que l'on peut entrevoir, d'illustrer concrètement le phénomène désormais traditionnellement connu sous le nom de « retombées » économiques générales des programmes spatiaux.

Mécanismes des transferts

Les mécanismes naturels de transfert des progrès, et en particulier des progrès technologiques, résultant d'activités de pointe, s'appliquent avec une particulière rigueur et une grande intensité au secteur spatial. Les raisons qui l'expliquent sont au nombre de quatre.

A) D'abord, les transferts sont proportionnels à la richesse et au succès de la recherche qui leur donne naissance. Or la recherche spatiale, par son caractère dynamique, est un stimulant extrêmement fécond. En effet, elle s'exerce autour d'un thème directeur, d'un objectif ou d'une série d'objectifs concrets posant des problèmes techniques précis dont la solution doit être obtenue dans des délais fixés. La recherche technique suscitée par un programme spatial est donc relativement concentrée, et en quelque sorte contrainte à déboucher. Cet avantage, propre aux programmes appuyés sur un « thème orienteur », est ici accru par le caractère séduisant du thème. A tort ou à raison, le thème spatial est, comme on l'a vu, assorti de prestige, et ceci est vrai non seulement de la nation, mais aussi de l'entreprise. Autrement dit, et plus prosaïquement, le fait d'avoir obtenu des marchés spatiaux est un argument de vente. Une entreprise qui désire garder un rang prééminent à l'échelle européenne ne peut être absente de ce domaine et, par voie de conséquence, consent un effort propre de recherche et d'amélioration technique qui profite finalement à tous ses cadres et à tous ses secteurs d'activité. Le rendement, en termes de progrès technique, du financement public est donc très élevé.

B) D'autre part, la nature même des matériels spatiaux, les qualités très particulières qu'ils requièrent, les rendent aptes à susciter des progrès technologiques très importants. La complexité des circuits nécessaires pour les matériels spatiaux n'est pas nettement supérieure à celle requise dans les secteurs plus classiques (aéronautique, etc). En revanche, ces équipements doivent réunir trois qualités originales :

— caractère minimal du volume et du poids ;
— consommation d'énergie très réduite ;
— sécurité de fonctionnement totale.

A partir de cette triple nécessité, les entreprises ont dû réaliser des circuits miniaturisés et « fiables ». Ceci a plusieurs conséquences :

— la miniaturisation, jointe à l'utilisation de certaines méthodes basées par exemple sur la suppression des blancs, a permis d'améliorer le stockage et la circulation de l'information. Ce progrès est en droite ligne dans le sens de l'évolution générale de l'électronique, caractérisée par la réduction des puissances d'alimentation et l'augmentation de la rapidité ;

— la recherche et l'obtention de la sécurité de fonctionnement a nécessité une analyse détaillée et une approche quantitative du problème. Elle a conduit à améliorer la qualité des composants. Elle a, et elle aura, pour effets de bouleverser les données du problème de l'entretien des équipements électroniques classiques.

C) En troisième lieu, les activités spatiales se caractérisent par la multiplicité des branches concernées, et l'interdépendance des problèmes. Des disciplines très diverses doivent être associées : électronique, mécanique, thermique, vide élevé et ultravide, optique des surfaces, etc. Ceci a toujours pour effet de multiplier les contacts à l'intérieur d'une entreprise entre les divers services, et entre les entreprises elles-mêmes. Ainsi les enrichissements mutuels nés du contact sont-ils accentués.

D) Enfin, la complexité et la multiplicité des éléments à prendre en compte dans l'exécution d'un « marché spatial », l'extrême division du travail qui résulte de la difficulté technique des problèmes, ont conduit les entreprises à des progrès décisifs en matière de grestion. Le programme spatial a fortement stimulé l'usage du système PERT. Son utilisation se répand comme une traînée de poudre. De même, les entreprises se sont-elles habituées à l'occasion de programmes spatiaux à constituer de fortes équipes de gestionnaires et à développer les services de contrôle de qualité.

Ainsi la nature propre des recherches et des travaux liés à l'activité spatiale est-elle particulièrement propre à engendrer des innovations, aussi bien dans les domaines techniques les plus divers que dans celui de la conduite des affaires.

L'application directe de ces innovations à des utilisations non spatiales n'est probablement pas l'effet économique le plus important des programmes spatiaux, mais elle constitue la fraction la plus tangible des « retombées ».

En conclusion, il faut se rappeler que l'utilité économique, et l'utilité tout court, de l'exploration spatiale ne peuvent pas actuellement s'apprécier d'un point de vue purement comptable.

Il est impossible de calculer de façon précise l'effet des dépenses que cette exploration implique, la façon dont elles se répercutent dans l'économie, l'influence qu'elles exercent sur la multiplication de l'emploi, des revenus ou de l'investissement. Il n'est pas davantage possible de présenter un bilan exact et complet, des retombées technologiques qu'elles entraînent. Mais qu'aurait pu être un bilan des

retombées des motivités aéronautiques, effectué au début du siècle ou même entre les deux guerres mondiales ?

En revanche, il est dès maintenant possible d'appréhender au moins de façon qualitative, les principaux effets attachés à l'existence d'un programme spatial national, et de vérifier, même pour les moins directs d'entre eux, qu'ils ont commencé à se produire. Justifiée par ses résultats immédiats, par le développement de son potentiel scientifique national, par l'impulsion décisive donnée à l'industrie, la recherche spatiale trouve une justification induite, mais aussi importante, dans l'amélioration qu'elle apporte au niveau général des techniques et dans les conséquences qui en résulteront dans les secteurs de plus en plus nombreux de l'économie.

Les conséquences générales d'un programme ne sont pas, à condition qu'un seuil minimal soit dépassé, liées de façon proportionnelle au volume financier des activités. Autrement dit, il n'est pas besoin d'engager les sommes colossales des programmes américain ou soviétique pour obtenir des résultats, directs et indirects, substantiels. Pour les retombées technologiques qui reposent sur le rôle joué par les entreprises, on peut remarquer que la régularité et la continuité des perspectives sont des facteurs presque aussi importants que le volume des opérations puisqu'ils peuvent seuls amener les industriels à constituer les équipes et à consentir les investissements nécessaires à une réelle mutation technique.

Ainsi les opérations spatiales, loin d'apparaître comme un moyen de prestige fort coûteux, doivent-elles être considérées comme l'un des éléments nécessaires de promotion nationale, de survie aux bouleversements technico-économiques du présent et du proche avenir, et finalement d'adaptation au monde de demain.

LISTE DES COMMUNICATIONS DONT LE TEXTE EST CLASSÉ PAR LE CNRS SOUS FORME DE MICROFILMS

10 — SÉANCE INAUGURALE

10 A Les bruits radioélectriques dans l'espace, J.L. STEINBERG, Observatoire de Paris.

10 B Synthèse des résultats sur le Colloque de Toulouse 1967 : action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs, F. CAMBOU, Centre d'Etudes Spatiales de Rayonnements de Toulouse.

11 — CONTRAINTES SPATIALES

11 A The disciplines of space equipment design, H. LOW, J. GOODYKOONTZ, TRW Systems Inc.

11 B Studies by the C.C.I.R. on constraints in space communications, Y. MAO, *Union Internationale des Télécommunications.*

11 C L'environnement spatial en orbite, J.F. FAUGERE, Cl. ELBAZ, Centre National d'Etudes Spatiales.

11 D Observations on the management of space electronics programs, A. H. WULFSBERG, Collins Radio Company.

11 E Les retombées spatiales : exemple d'une société industrielle, R. MUSSON-GENON, P. BIZOUARD, Compagnie des Compteurs.

12 — RECHERCHE SPATIALE

*12 A L'influence des radiations sur les propriétés de surface des semiconducteurs. Application à l'étude de l'évolution des caractéristiques des composants silicium sous irradiation, J. GROSVALET, C.S.F., Centre de Recherches Physico-Chimiques.

12 B Tests de tenue aux radiations des MOST du codeur de télémesure du satellite D2, P. GLOTIN, CORDELLE, LACOUR, Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, et PIGNERET, SAMUELI, SARAZIN, Institut de Physique Nucléaire de Lyon, France.

12 C Description of static magnetization curve of ESRO 1 magnetic damping system, R. KAMMUELLER, E. SLACHMUYLDERS, ESRO/ESTEC.

12 D Etude de cellules solaires au silicium à deux jonctions collectrices, J.J. CAPART, ESRO/ESTEC.

12 E Compensation en température d'un déphaseur à matériau ferroélectrique, D. DIDOT, Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique.

12 F Les Photopiles solaires en couches minces de tellurure de cadmium, J. LEBRUN, La Radiotechnique Coprim-R.T.C.

12 G Théorie et expériences sur les sondes à résonance H.F., D. LEPECHINSKY, Centre d'Etudes Nuclaires de Saclay.

13 — ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE : SYSTÈMES

13 A Data processing for NASA scientific satellites, Ed. J. HABIB, NASA, Goddard Space Flight Center.

13 B Télécommunications mondiales par satellites, J.P. VOGE, Centre National d'Etudes des Télécommunications.

13 C L'électronique dans le satellite ESRO 1, G. PHELIZON, Laboratoire Central de Télécommunications.

13 D Détermination a priori et vérification a posteriori de la précision de l'expérience FR 1, J. ARNOULD, G. KIEFFER, J. PECRESSE, Centre National d'Etudes des Télécommunications.

13 E Les équipements radioélectriques à bord et au sol pour les ballons stratosphériques, J. BEAUCHER, Centre National d'Etudes Spatiales.

14 — ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE : ANTENNES

14 A Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial, F. DU CASTEL, P. MEYER, P. GRAFF, Centre National d'Etudes des Télécommunications et LAFON, MANGENEY, Observatoire de Paris.

14 B Simulateur pour étude d'antennes en milieu ionisé, C. POMOT, R. Jr WARNECKE, J.-M. DOLIQUE, Laboratoire de Physique des Plasmas et Centre de Physique Electronique et Corpusculaire de la C.S.F.

14 C Aérien de télémesure de la case d'équipement du satellite D1, J.E. CONNET, Electronique Marcel Dassault.

14 D Behaviour of GEMINI spacecraft antennas in an ionized medium, A. BROWDE, C.D. JOERGER, A.L. FURFINE, Mc Donnel Aircraft Corp.

14 E Antenne contre-rotative pour satellite de télécommunications. J. SALMON, C.S.F.

14 F Système d'antennes contre-rotatives pour satellites, B. DORIER, COMBELLES, ELECMA.

14 G Microwave antenna innovation attributed to the advent of the need to communicate with satellites, R. L. KAISER, Collins Radio Company.

*) Texte non encore parvenu à la date du 1.7.67

15 — ÉLECTRONIQUE POUR LANCEURS

15 A Rôle de l'électronique dans l'élaboration et l'exploitation d'un programme de lanceurs spatiaux, M. DAUGUET, Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques.

15 B Des lanceurs aux satellites : évolution de l'électronique de pilotage, F. de FRESCHEVILLE, Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques.

15 C L'électronique dans un lanceur spatial : conditions d'ambiance, choix et utilisation des composants, D. NEVEU-LEMAIRE, Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques.

15 D Calculateurs analogiques de pilotage pour engin multi-étage, L. MIRABEL, Laboratoire Central de Télécommunications.

15 E Programmeurs de séquences pour engins, F. P. CHENON, L. MIRABEL, Laboratoire Central de Télécommunications.

15 F Perturbations de la liaison de télémesure lors de la rentrée dans l'atmosphère. Présentation de quelques résultats expérimentaux, B.A. PIETERS, P. GILLES, Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques.

15 G Etude, réalisation et utilisation de l'équipement automatique de mesures du banc d'essais de propulseurs à liquide de Vernon, R. CALLOT, Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques.

15 H Equipement de contrôle au sol des lanceurs, P. GUICHET, Compagnie européenne d'Automatisme Electronique.

15 J Caractéristiques des liaisons radioélectriques du lanceur « Diamant », J.-P. DUPHIL, JOMARD, Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques.

16 — ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE : SYSTÈMES SPÉCIAUX (1re Partie)

16 A Commutateur analogique pour télémesures en circuit intégré M.O.S., J.-P. VASSEUR, C.S.F. Centre de de Recherches Physico-Chimiques.

16 B Principe et réalisation d'un moteur à courant continu à commutation par éléments magnétorésistants, G. QUICHAUD, Laboratoire Central des Industries Electriques.

16 C Le pilote à quartz de D1, P. VOVELLE, C.S.F. Département de Piézoélectricité.

16 D Amplificateurs logarithmiques « solides » pour électrométrie spatiale, A.J. LIEGEOIS, Laboratoire du Génie Electrique, *Toulouse*.

16 E Réalisation d'un ensemble de mesure comprenant sept amplificateurs électromètres à réponse logarithmique, J. CLOT, Laboratoire du Génie Electrique, *Toulouse*.

16 F Générateur de bruit embarqué sur fusée pour une expérience de Radioastronomie, G. EPSTEIN, Observatoire de Paris, Service de Radioastronomie Spatiale.

17 — ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE : SYSTÈMES SPÉCIAUX (2e Partie)

17 A Considération sur la conception des tubes à onde progressive pour utilisation à bord de satellites de télécommunications, R. METIVIER, Société Thomson-Varian.

17 B Conception d'un ensemble VHF pour satellites, J. DARDENNE, C.S.F. Centre d'Etudes de Physique Avancée des Composants et de leurs Applications.

17 C Equipement embarqué de télécommande des satellites ESRO 1 - ESRO II, R. GOSMAND, Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt.

17 D Le codeur de télémesure PCM du satellite D2, G. BROCHOT, Intertechnique.

17 E Réduction de la consommation dans les équipements de télémesure pour satellites, P. DURAND, Intertechnique.

17 F Equipements de télémesure à faible consommation, J.-L. LAVOISARD, Société Anonyme de Télécommunications.

17 G Frequency modulation systems for space application, C. ZIMMER, Arizona State University et Motorola Aerospace Centre.

17 H Checkout system for «Apollo» spacecraft electronic system, A. SALVARIDIS, J. BARTON, Motorola Military and Aerospace Electronics.

18 — RADIOLOCALISATION

18 A Précision et rapidité dans les systèmes de localisation de véhicules spatiaux, J. SAINT-ETIENNE, Centre National d'Etudes Spatiales.

18 B Mesure radioélectrique de l'attitude d'un satellite, M. WIRTZ, Manufacture Belge de Lampes et de Matériel Electronique.

18 C Interféromètre à grande base dit « structure en I. » du champ de tir des Landes, H.G. GUYARD, Compagnie des Compteurs, Centre Electronique.

18 D La détection synchrone dans les stations « Diane », A. LUKASIEWICZ, R. BAUD, C.F.T.H.-H.B.

18 E Récepteur « Monopulse » pour écartométrie, J. VAILLANT, ELECMA.

18 F Utilisation de la compression de phase pour la trajectographie précise d'un véhicule spatial, J. DUPRAZ, C.S.F. Direction de l'Electronique Spatiale.

18 G Description d'un nouveau dispositif mobile de localisation de fusées sondes, D. BRETON, Centre National d'Etudes Spatiales.

18 H (ou 25 H) Influence d'un fading bref sur la mesure de l'effet Doppler à l'aide d'un récepteur à commande automatique de phase, A. BLANCHARD, Centre National d'Etudes Spatiales.

22 — ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE : COMPOSANTS

22 A Digital telemetry system for « On Board » applications, V. CAPPELLINI, P.F. CHECCACCI, Centro Microonde, *Florence*.

22 B Mémoires de bord de satellites, P. FOURSIN, Electronique Marcel Dassault.

22 C Utilisation spatiale des transistors à effet de champ, J.P. OEMICHEN, Société Européenne des Semiconducteurs (S.E.S.C.O.).

22 D Générateur à photopiles en ambiance spatiale, J. ROGER, Société Anonyme de Télécommunications.

22 E Dégradation des cellules solaires épitaxiales, due à des électrons de 1 MeV, F. DESVIGNES, J. OHNET, Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée.

22 F Comportement de cellules solaires au silicium irradiées par des électrons de 4 MeV, J. BIELLE, D. LESBRE, Centre d'Etudes Spatiales de Rayonnements de Toulouse.

22 G On board devices for low current measurements, G. BLASEVICH, V. CAPPELLINI, P.F. PELLEGRINI, Centro Microonde, *Florence*.

23 — RADIOCOMMUNICATIONS SPATIALES (1re Partie)

*23 A Techniques d'abaissement du seuil dans les systèmes de poursuite et d'acquisition de données, H.J. GUSTIN, Bell Telephone Mfg. Co. Anvers.

23 B Procédé à seuil autovariable pour la détection du code de synchronisation des télémesures P.C.M., T. HAWKES, C.S.F. Direction de l'Electronique Spatiale.

23 C Influence of bandwidth restriction on the signal to noice performance of a PCM/NRZ signal, G.

REIJNS, H. MARTINIDES, European Space Technology Center (ESTEC).

23 D Transmissions spatiales à bandes réduite, H. DEBART, ALCATEL.

23 E Comparaison des télémesures spatiales à modulation codée de type PCM/PM et PCM/FM, A.H. POUZET, Centre National d'Etudes Spatiales.

24 — RADIOCOMMUNICATIONS SPATIALES (2e Partie)

24 A Le traitement analogique dans les télémesures digitales, P. DEMAN, Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt.

24 B Discrete errors with continuous message transmission, A. WOJNAR, Instytut Tele i Radio Techniczny, *Varsovie*.

24 C Discussion des applications des réseaux d'antennes pour la réalisation de systèmes à gain élevé, J. COMBELLES, V. DEVARHUBLI, ELECMA, Division Electronique de la SNECMA.

24 D Système de traitement automatique de données de télémesure, G.Ch. CHAZOT, Société d'Instrumentation Schlumberger.

24 E Equipements de réception de télémesure pour satellites et engins et de télécommande de satellites, D. BRISSET, C.S.F.

24 F Un préamplificateur à 8 mm de longueur d'onde à très faible température de bruit, Y. de COATPONT, M.A. ROBERT, C.S.F. Centre d'Etudes de Physique Avancée des Composants et de leurs Applications.

24 G Computer control of communication satellite and spacecraft tracking stations, B. STOREY, Collins Radio Company.

25 — CAPTEURS ÉLECTRONIQUES POUR GRANDEURS SPATIALES (1re Partie)

25 A The Alouette II topside ionosphere sounder, M.A. MACLEAN, C.A. FRANKLIN, Defense Research Telecommunications Establishment, *Ottawa*.

25 B Radiométrie millimétrique destinée à la mesure des températures de la stratosphère, A. ROBERT, B. RICHARD, H. CHARVIER, C.S.F., Centre d'Etudes de Physique Avancée des Composants et de leurs Applications.

25 C Une cathode à oxydes pour prise de plasma à bord de FR I, P. BLANQUART, Centre National d'Etudes des Télécommunications.

25 D Mesure de la densité des ions positifs de l'ionosphère au moyen de sondes d'ionisation, J. KAPRELIAN, Groupe de Recherches Ionosphériques.

25 E Chaînes électroniques utilisées au cours d'une expérience spatiale pour la mesure de rayonnements infra-rouges, M. GAY, O.N.E.R.A.

25 F Ensemble expérimental embarqué à bord du satellite « HEOS A » pour l'étude du rayonnement en protons et α solaires, P. KEIRLE, J. ENGELMANN, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay et C. SCHNEIDER, S.I.N.T.R.A.

25 G Etude du rayonnement β primaire hors de la magnétosphère sur l'orbite du satellite « HEOS A », P. KEIRLE, M. HUGOT, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay et M. GAUDEUL, MATRA.

25 H (voir 18 H)

26 — CAPTEURS ÉLECTRONIQUES POUR GRANDEURS SPATIALES (2e Partie)

26 A Spectrométrie des protons solaires à bord du satellite ESRO II, Y. AMRAM, M. KOCH, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay et C. SCHNEIDER, S.I.N.T.R.A.

26 B Détecteurs à semiconducteurs utilisés dans les expériences en satellites, C. JULLIOT, C. JEHANNO, M. CANTIN, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Service d'Electronique Physique.

26 C Un tube de prise de vues en ultraviolet pour applications spatiales, M. BLAMOUTIER, Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt.

*26 D Système de télévision pour l'analyse et la transmission d'images de chambres à étincelles, GOUPIL, S.E.I.N. et J. VASSEUR, Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

26 E Le système de senseurs solaires pour satellite D2, F. LACOSTE, BRUNAUD, MALHERBE, HAMELIN, LAPERELLE, Air Equipement, RAGOT, Centre National d'Etudes Spatiales, MARET, La Radiotechnique - Coprim - R.T.C., DESVIGNES, et Mlle OHNET, Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée.

27 — CAPTEURS ÉLECTRONIQUES POUR GRANDEURS SPATIALES (3e Partie)

27 B Les détecteurs stellaires, P. GODIN, R. MONNOT, G. SEITE, Compagnie des Compteurs.

27 C Spectromètres de masse ioniques à déviation magnétique pour l'étude de l'ionosphère, E. ARGENCE, J. GEERK, Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint-Louis (I.S.L.), A. GIRAUD, Centre National d'Etudes des Télécommunications et S. PERECHODKIN, Laboratoire Central de l'Armement.

27 D La réception d'une onde à très basse fréquence à bord d'un satellite, REJEAR, J.L. GRARD, Groupe de Recherches Ionosphériques.

27 E Television in the lunar environment, D. MONTGOMERY, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology.

28 — FIABILITÉ (1re Partie)

*28 A Reliability from the systems view point, H. WHITE Jr., NASA Goddard Space Flight Center.

28 B Microelectronics on the lunar orbiter, R. COCKRELL, Aerospace Group, The Boeing Company.

28 C On system performance estimation, T.T. SOONG, State University of New York, U.S.A. à *Buffalo* et Technological University *Delft*.

28 D Communication and data system for the Apollo command module, H. WULFSBERG, Collins Radio Company.

29 — FIABILITÉ (2e Partie)

29 A Exemple de programme de sélection de composants pour un projet de satellite, J.-Cl. RONCIN, J.-M. PERSON, Centre National d'Etude des Télécommunications, Lannion.

29 B Sélection unitaire de composants à usage spatial pour le satellite D2, H. BENBADIS, H. ELJARRAT, Texas Instruments France.

29 C Composants passifs pour programme de fiabilité, M.-J. GUYONNET, L.C.C. Steafix.

29 D Logique entièrement magnétique intégrée, M. CARBONEL, C.S.F.

COMMUNICATIONS NON PRÉSENTÉES

31 Quelques considérations physiques et électroniques d'une voie de lancement de fusées électriques sur une orbite de satellite terrestre, A. BLAHA, Université de Bratislava (Tchécoslovaquie).

32 Application of P.T.C. resistor to the stabilization of D.C. power supply, K. KRAUS, Technical school, *Plzen* (Tchécoslovaquie).

Les personnes désirant obtenir un ou plusieurs de ces textes devront adresser un bon de commande du modèle ci-dessous à l'adresse suivante :

CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
Service de Documentation
15, Quai Anatole-France, PARIS 7e
Tél. 705.93.39

Tarif des reproductions :

MICROFILMS ..... 6 F par article de 20 pages

PHOTOCOPIES ..... 10 F par article de 10 pages
(tirage sur papier 21 × 29)

COLLOQUE INTERNATIONAL
sur
L'ELECTRONIQUE et L'ESPACE

UNESCO
10-13 avril 1967

BULLETIN DE COMMANDE

Nom du demandeur
ou Raison Sociale

Prénoms :

Adresse complète :

Date et signature :

N° de Réf.	Titre de l'article	Nom des Auteurs	Indiquer microfilms ou photocopies	Nombre d'exemplaires
EXEMPLE :				
11 E	Les retombées spatiales : exemple d'une société industrielle	R. MUSSON-GENON	Microfilms	2
29 D	Logique entièrement magnétique intégrée	M. CARBONEL	Photocopie	3

SALON INTERNATIONAL DE L'ÉLECTROACOUSTIQUE 1967

Ce 3e Salon International de l'Electroacoustique, jumelé comme les années passées avec le Salon des Composants Electroniques, a connu une affluence très importante, mais n'a sans doute pas comblé les visiteurs épris de nouveautés. L'importance moindre de ce compte rendu par rapport à l'an dernier reflètera une certaine stabilité des fabrications et aussi un certain « attentisme » des Industriels. Cet attentisme est sans doute imputable, pour une bonne part, à certains regroupements ou fusions de Sociétés, mais une pause technique paraît liée aussi à l'apparition des technologies de la microélectronique. En particulier, dans le domaine des circuits linéaires à basse fréquence (préamplificateurs, amplificateurs de puissance), on peut noter l'introduction concurrentielle des formules modulaires à composants discrets et des formules intégrées monolithiques, sans pouvoir relever chez les Industriels concernés une orientation définitive.

Nul doute que l'année qui va suivre ce Salon sera mise à profit par les fabricants d'équipements électroniques pour exploiter au mieux les nouveaux composants à semiconducteurs (en particulier les transistors au silicium), avec l'abandon quasi définitif des tubes. Les améliorations apportées aux transducteurs n'en sont pas pour autant stoppées et ce compte rendu le montrera, principalement pour les microphones. Les techniques audio-visuelles connaissent un développement déjà prévisible depuis un certain nombre d'années, en particulier dans le domaine de l'enseignement (laboratoires de langue — matériels éducatifs). Ces procédés reposent essentiellement sur l'emploi de magnétophones qui connaissent une grande stabilité, tant dans leur principe que dans leur réalisation.

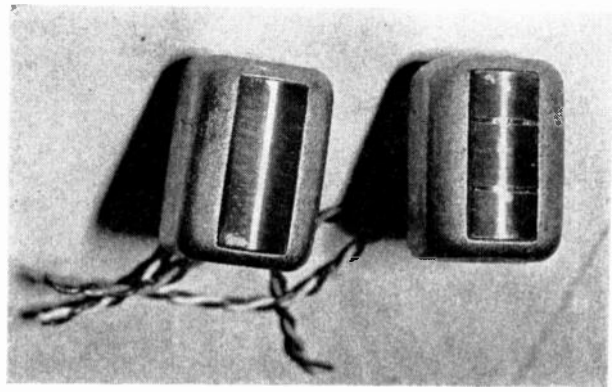
Les nouveautés seront signalées ci-après selon la classification traditionnelle.

ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

● Dans le domaine des **bandes « Grand Public » :** KODAK présente une gamme complète de bandes « Amateur » sur support polyester allant de la Longue Durée à la Quadruple Durée. Les caractéristiques dynamométriques et électroacoustiques de la P.150 sont telles que cette bande est aussi parfaitement adaptée à l'usage amateur qu'à l'usage professionnel (enseignement des langues).

● Dans le domaine des **bandes pour enregistrement de données,** trois nouvelles références KODAK : BG Compatible 800 BPI Certifiées 7 et 9 pistes, Certifiées 7 pistes et testées 7 et 9 pistes, lesquelles garantissent une absence complète de défauts sur toute la longueur de la bande lors du premier passage.

● Une amélioration notable concernant les **têtes magnétiques** apparaît chez MINIFLUX avec une face avant façonnée en cylindre hyperbolique (chez d'autres fabricants, elle est parabolique). Une nouvelle série de têtes « F » pour films 8 mm a été réalisée avec une précision de réglage égale à celle des têtes pour machines à calculer (azimut à mieux 5' d'arc, hauteur à 0,03 mm près).



Miniflux - Têtes magnétiques à face hyperbolique

● Peu de **magnétophones** nouveaux sur les stands cette année. Nous signalerons, en fait de platines :

— chez BSR, un modèle TD20 qui apparaît comme une modernisation du modèle TD10, avec commandes par boutons-poussoirs,

— chez HENCOT, un modèle à caractéristiques professionnelles livré en « KIT » ou en ordre de marche sous la référence H67B :

stéréo 2 pistes (4 pistes sur demande) multiplay et écho,

préampli à transistors incorporé,

2 vitesses (9.5 - 19 sur demande 19 - 38) - 3 moteurs Papst,

3 têtes BOGEN stéréo 2 pistes ou 3 pistes,

bobines jusqu'à 250 mm avec réglage de tension de retenue (3 positions),

possibilité de télécommande,

2 arrêts automatiques (par coupure de bande — par bande métallique),

2 VU-mètres.

— NÉOPHONE-SATI présentait un magnétophone à performances élevées Studivox HF, entièrement à transistors (silicium) et susceptible d'une grande variété d'emplois (avec enregistrement - lecture simultanés) : — fonctionnement autonome avec HP incorporés (puissance 2 × 8 W), — chaîne de restitution stéréophonique de haute qualité avec enceintes acoustiques extérieures, — appareil de laboratoire de langues avec verrouillage par clé qui interdit tout risque d'effacement de la piste « professeur » du cours enregistré.

Il existe une version simplifiée de la platine à un seul moteur et à trois vitesses (4.75 - 9.5 - 19 cm/s).

— PHILIPS présentait une baie d'enregistrement EL1015 pour travaux scientifiques (enregistrement de mesures) avec

modulation directe — en modulation de fréquence — en impulsions.

— Au stand VIKING (USA), on remarquait le système duplicateur 235 offrant la possibilité de 1 à 15 copies simultanées (en fonction du nombre de consoles accouplées). Ce matériel, de conception modulaire, présente de très grandes facilités d'exploitation, en dépit des caractéristiques professionnelles annoncées (80 Hz à 40 kHz à ±3 dB à 38 cm/s).

● Dans le domaine des **répondeurs téléphoniques**, PHILIPS présentait le modèle Alibicord type EV4140 homologué par l'Administration des PTT qui offre une capacité d'enregistrement de 21 communications successives (30 secondes maximum).

PLATINES TOURNE - DISQUES — ÉLECTROPHONES BRAS ET CELLULES PU

● BSR étend considérablement sa gamme de **platines** avec les modèles UA50 (minichangeur 4 vitesses), GU8 (4 vitesses — moteur pile 9 V en option), UA65 (changeur 4 vitesses — caractéristiques professionnelles).

— DUAL complète également sa panoplie déjà très fournie avec un ensemble « Grand Public » sous la référence 410 (4 vitesses — cellule piézo-stéréophonique également équipée pour 78T) ; à l'autre bout de la gamme de haute qualité : le changeur 1015 muni des derniers perfectionnements (dont la correction de force centripète).

— JOBO (Hollande) était présent à ce Salon avec un tourne-disque professionnel à deux vitesses (33 1/2 et 45) sous la référence 2800 (il existe un modèle 2800-S qui permet l'utilisation d'un bras professionnel de marque différente).

— PATHÉ MARCONI a étudié un nouveau moteur pour tourne-disques livré sans bras en principe pour l'exportation (4 vitesses).

— Nouvelle platine chez RTC (La Radiotechnique) pour électrophone : type GC032 à trois vitesses prévue pour cellules piézo ou céramique série GP.

● Une seule nouvelle **cellule de lecture** : le modèle V-15-II de Shure qui doit à un calculateur analogique son aptitude à lire des disques très fortement modulés (trackability) — pointe diamant elliptique — force d'appui 0,75 à 1,5 gr (0,0075 à 0,015 N).

MICROPHONES — CASQUES ET ÉCOUTEURS

Les nouveautés signalées sont essentiellement :

— Chez AKG : le **microphone** cardioïde à double voie D202 (à deux transducteurs indépendants — le microphone à condensateur pour studio C61 (préamplificateur incorporé équipé de nuvistors) — le microphone dynamique « Lavallière » D109 — un casque à caractéristique anti-bruit : K8 pour l'industrie (aéroports et usines), K80 pour prise de son stéréophonique professionnelle, K89 en combinaison avec microphone dynamique sur bras articulé — un microphone cardioïde économique D707 — un microphone à tout faire pour le chasseur de son : D11 à 3 caractéristiques de directivité (cardioïde — supercardioïde — hyper cardioïde) — un microphone tubulaire anti-larsen à timbres commutables : D1000. — Dans le matériel professionnel de très haute classe : le modèle dynamique cardioïde D224 annoncé pour réponse 20 à 20 000 Hz. Très haute qualité également avec le casque K20 dont il existe une réplique plus économique (référence K60).

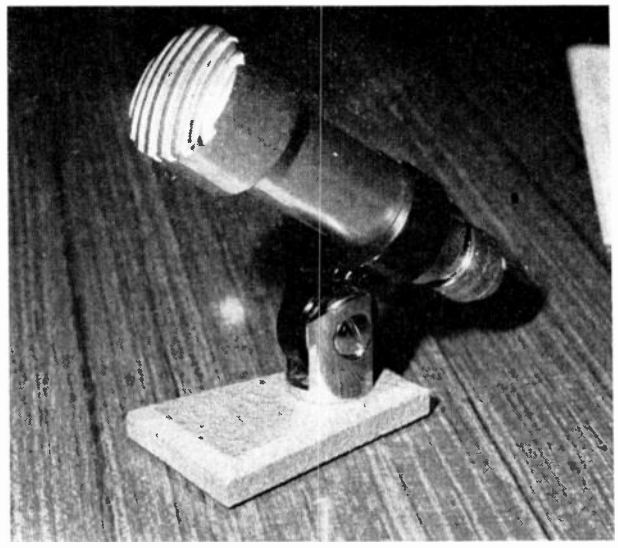
AKG-Microphone D. 202

— Chez BEYER, les nouveautés ne concernent que les accessoires ainsi que les boîtiers Emetteurs-Récepteurs.

— Chez LEM : le modèle DO42 est créé pour remplacer le type DO35 : dynamique omnidirectionnel de mêmes dimensions, même poids, mais aux caractéristiques électriques très améliorées (sur le niveau : + 3 dB — sur le rapport S/B : + 15 dB). Cette firme prépare un coffret « Haut-Parleur Amplifié » type 1185/1,5 W pour ligne (avec télécommande possible). Toute la gamme de microphones dynamiques de la firme japonaise Primo est représentée en France par LEM.

— Chez MÉLODIUM : le microphone professionnel miniaturisé 79A (peut se porter en « Lavallière ») — disponible en 4 impédances (10 - 200 - 1 500 et 80 000 Ω).

— Chez NEUMANN : deux microphones cardioïdes à transistors KM74 et KM76 (électrostatiques) — Alimentation par piles.



Mélodium - Petit microphone 79 A

— Au stand VELEC : les microphones RTC (Italie) dont un exemplaire à grille très travaillée.

— Chez SENNHEISER : la série de microphones magnétiques MM24 (modèle « boutonnière ») et MM61 (modèle « stylo »). La gamme de « Mikroport » s'accroît avec l'ensemble Emetteur/Récepteur SM.1008 (émission FM-portée 300 m — récepteur à transistors avec indicateur de champ).

— Chez SCHOEPS : on améliore encore l'adaptation de la capsule électrostatique avec le préamplificateur au moyen d'un transistor à effet de champ.

— Chez SHURE : une fabrication de microphones dynamiques unidirectionnels à bonne caractéristique « anti-vent » et « anti-explosif » sous la référence Unisphère A (585 SA/SB).

— Chez SONOTONE : une création originale de microphone dynamique (en principe adaptée à l'attaque de préamplificateur à transistors).

● Chez CLARK : deux modèles de **casques** pour écoute à très haute qualité, en particulier aux fréquences basses (réponse 10 à 20 000 Hz pour le modèle 100 — 20 à 17 000 Hz pour le modèle 200).

Velec - Microphone italien RTC

Shure - Microphone unisphère A

PRÉAMPLIFICATEURS ET AMPLIFICATEURS ÉLÉMENTS POUR CHAINE A HAUTE FIDÉLITÉ

Dans ce domaine, trois faits caractéristiques viennent confirmer des tendances remarquées l'an passé :

— l'intégration des matériels, en particulier des préamplificateurs et amplificateurs (52 % des matériels recensés au Festival International du Son),

— l'utilisation quasi générale des semiconducteurs avec apparition de technologies jadis réservées aux applications professionnelles (technologie silicium « plane », dispositifs à effet de champ).

— la conception modulaire associée aux techniques de câblage imprimé. La micro-électrique est déjà présente à certains stands avec des circuits intégrés linéaires.

Parmi les nouveautés, nous signalerons :

— Les matériels à caractéristiques professionnelles CM LABORATORIES (USA) :

Préampli-Amplificateur stéréophonique 2×50 W (modèle CC-50S) ;

Préamplificateur stéréophonique (modèle CC-1 et CC-2) ;

Amplificateur 2×35 W à impédance de sortie quasi nulle (35 D) ;

— Une chaîne de diffusion musicale NÉOPHONE-SATI, comprenant : un tourne-disque ERA/2 vitesses, un amplificateur 2 × 8 W, un récepteur FM et des enceintes acoustiques (3 HP) ; présentation compacte en un seul coffret.

HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Ce salon révèle une certaine stabilité des conceptions. L'effort des constructeurs de haut-parleurs est surtout axé sur les modèles à faible diamètre adapté aux petites enceintes. Certains modèles miniatures représentent des marchés importants (auto-radio, récepteurs portatifs, interphones, etc.) et justifient des fabrications hautement mécanisées (Princeps).

Princeps - Haut-parleur diamètre 3 cm

Nouveautés remarquées :

— Ensemble AUDIMAX 4 à 3 voies.

— Ensemble GE-GO W31 A16C avec asservissement de l'élément « Grave ».

— Ensemble GE-GO B21T7 avec amplificateur incorporé (25 W) avec cellule Orthophase pour l'aigu.

— Ensemble DITTON 10 et 15 et CELESTION (G.B.).

— Enceinte acoustique de contrôle d'écoute pour studio de SENNHEISER (réf. VKL 303/1) avec corrections électriques par amplificateur 30 W incorporé.

ÉQUIPEMENT DE STUDIO — SONORISATION

● En équipement de studio :

SCHLUMBERGER (Division Electronique et Composants) montre un grand dynamisme avec la création d'une série

d'**amplificateurs** en tiroirs pour racks normalisés (19 pouces) :

TAM 628 : amplificateur de départ à gain réglable ;

TAM 629 : amplificateur de puissance 10 W ;

TAM 608 : amplificateur de puissance 25 W.

Caractéristiques communes : transistors silicium, alimentation stabilisée incorporée, protection contre les surcharges.

Nouveaux également le **lecteur de disques stéréophoniques** TD221, le magnétophone 9,5/19/38 cm/s F211 à stabilisation de vitesse électronique, l'unité de prise de son UPS 104P à 10 voies de mélange.

Equipements mélangeurs nouveau :

— au stand Film et Radio (réf. M6T ou M4T pour 6 ou 4 entrées) ;

— au stand F. Merlaud (réf. CM8V pour 2 × 8 entrées en stéréo et réf. M6V pour 6 voies en mono) ;

— au stand Grampian (réf. 28/4 ou 16/6 pour 4 ou 6 voies) ;

— au stand Kovo-Tesla (Tchécoslovaquie), avec des unités standard adaptées à la demande.

Du même constructeur, un *translateur* mono-stéréophonique pour régie (réf. EUS 220).

Dans le domaine des **lignes à retard :**

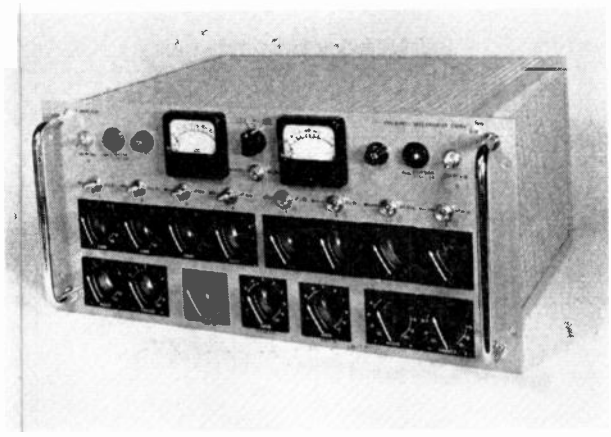
— EMT présente un système à boucle magnétique (trois têtes de lecture) permettant des retards de 25 à 250 ms (réf. EMT 970).

— GRAMPIAN complète son système à ressort (Modèle 636) par l'unité « Ambiophonique 666 » afin d'attaquer des combinaisons de haut-parleurs ou de lignes 600 Ω .

● En sonorisation :

— BOUYER propose un nouvel amplificateur HIFIDEX 160 de 60 W (4 entrées mélangeables), ainsi que les colonnes HIFIDEX 627 et 631. A noter la présentation inédite du modèle 631, mais dotée de grandes qualités mécaniques et esthétiques : le coffret est en bois recouvert de tôle d'acier, elle-même gainée de revêtement imitation-bois.

— F. MERLAUD offre un amplificateur à tubes AM100 de 85 W.

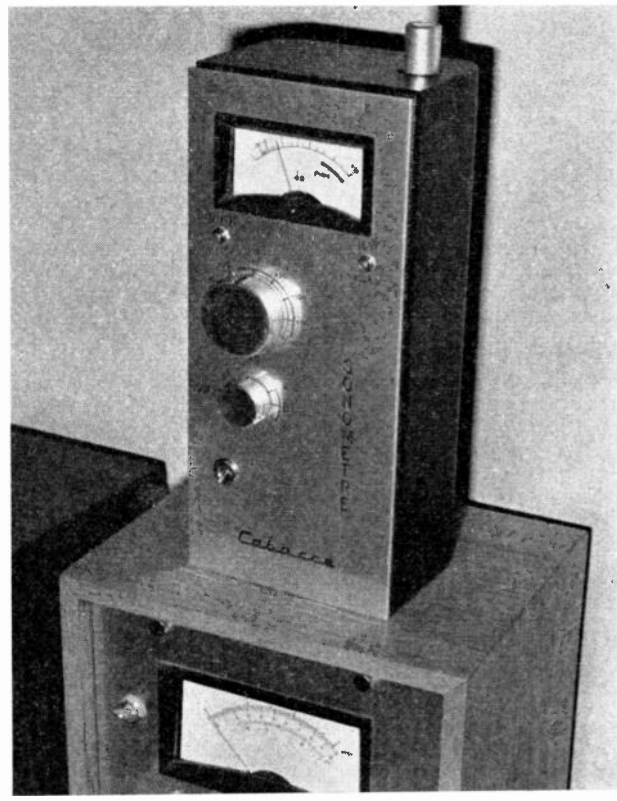


Merlaud - Amplificateur A.M. 100 de 85 W.

— KLEMT a conçu un ensemble à tiroirs pour musiciens professionnels avec options pour vibrato et écho.

— VELEC (Département Electronique de la Société Van de Putte) annonce de nouveaux amplificateurs V20 et V35 et enceintes acoustiques L8P et L12PC6.

— SAFIDEL a créé trois amplificateurs à tubes (série 31) de 20, 50 et 80 W à quatre entrées mélangeables.



Cabasse - Sonomètre

— CABASSE étend ses fabrications avec des éléments modulaires enfichables pour racks standard — Combinaisons « sur mesure » en très grand nombre jusqu'à une puissance de 500 W. Sur le même stand, nous avons remarqué un sonomètre conforme aux normes CEI, particularités : le microphone électrostatique est rétractable (protection en transport) et utilisable à distance (cordon incorporé à l'appareil) — amplificateur à transistor à effet de champ.

Nouveauté également le *générateur de bruit* (blanc ou rose) pour simulation de bruit ambiant ou pour mesure de réponses acoustiques.

INTERPHONIE, RECHERCHE DE PERSONNES, APPAREILS DE SURDITÉ

Création du système « Téléampliphone 903 » par NÉOPHONE — à commutation électronique — Duplex 2 et 4 fils.

PHILIPS complète une gamme déjà importante avec :

— le pupitre EV 4099 pour recherche de personnes (42 sélections) ;

— l'émetteur-récepteur VHF/FM « Portophone NST » (400 mW) ;

— l'émetteur-récepteur de poche EV 4131 (AM-quartz 27 MHz) ;

— l'interphone « ILDA » pour intercommunication jusqu'à 45 postes avec numérotation à 2 chiffres ;

— l'instructeur audio-visuel EL 9010/01 qui réunit un magnétophone à cassette et un projecteur de diapositives destiné à illustrer automatiquement les commentaires enregistrés. Une pédale de commutation permet d'effectuer toutes les commandes sans intervention manuelle.

LES DÉTECTEURS NUCLÉAIRES AU SALON DES COMPOSANTS

Du fait du report des appareils de mesure vers Mesucora, la plupart des constructeurs ont réservé leur effort principal à cette Exposition, ne présentant qu'accessoirement leurs réalisations nucléaires au Salon des Composants.

Photomultiplicateurs

● La RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. présentait plusieurs nouveautés :

— Le photomultiplicateur P.M. 400, dont la conception originale (verrerie parallélipipédique avec sorties latérales) permet de fonctionner dans des conditions de chocs et de vibrations très sévères, a conduit à une famille de tubes embarquables dans les engins spatiaux.

Cette famille comporte 14 types différents avec fenêtre en verre, en saphir ou en fluorure de lithium et photocathodes S 4 (Te Cs), S 11 (Cs I), S 20 (Cu I) ou S 24 (KBr).

— Le photomultiplicateur XP 1210 est un tube à réponse très rapide, réalisé avec la technologie des disques scellés empilés. La photocathode semi-transparente S 11 a un diamètre de 42 mm, son gain est de 10^8 pour une tension d'alimentation comprise entre 3,5 et 5 kV ; le temps de montée avec une source Cerenkov est de 0,75 ns, la linéarité en impulsions, de 75 mA ; sortie coaxiale sur 50 Ω.

— Le photomultiplicateur XP 1143 est un tube rapide destiné à observer des flux lumineux très brefs pouvant atteindre instantanément 10 lum. Son courant anodique crête reste linéaire jusqu'à 5 A. Il a une photocathode opaque S 11 ; son gain est 10^4 pour une tension d'alimentation de 7 kV ; le temps de montée de l'impulsion anodique est de 1,4 ns ; sortie coaxiale sur 50 Ω.

— Le photomultiplicateur 56 DVP, dérivé du 56 AVP est un tube qui possède deux améliorations importantes : la photocathode bialcali S 24 est à haut rendement et à faible émission thermoionique ; son optique d'entrée a une collection électronique qui a été portée à 80 % ; son efficacité de détection en « photons uniques » et >15 %, le bruit moyen correspondant est de 100 chocs/s.

— Le photomultiplicateur 2003 est un tube à très faible bruit de fond pour la détection du carbone 14 et du tritium. Son efficacité de détection en « photons uniques » est ⩾20 %, le bruit moyen pour cette efficacité est de 1 000 chocs/s. A noter que sa verrerie est sans potassium.

● Au stand I.T.T. (représenté par SICOPEL), on remarquait quelques tubes de leur gamme orientée principalement vers les applications spatiales et les lasers.

● EMI (représenté par ANTARES) montrait ses tubes photomultiplicateurs dont les derniers développements concernent la photocathode « super S 11 » qui, sans être aussi performante que la S 24 (bialcali), convient parfaitement pour de nombreuses applications nucléaires. On la trouve dans les tubes 9531, 9656, 9634 et 9536 en particulier.

● De son côté, RCA (représenté par Radio - Equipement) exposait quelques tubes :

— le 8575 à photocathode bialcali (S 24) : c'est le tube le plus recherché actuellement par la spectrométrie β.

— les tubes C 70.144 et C 31.009 à disques céramiques scellés.

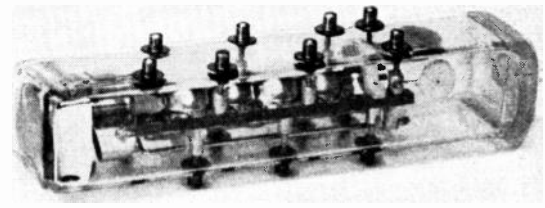
— les tubes 8644 et 8645 de diamètre 19 mm avec sortie sur fils.

Multiplicateur d'électrons tubulaire

C'est essentiellement un tube dont la paroi interne est recouverte d'un dépôt de résistance ohmique élevée et possédant un certain coefficient d'émission secondaire. L'application d'une différence de potentiel à ses extrémités crée un champ qui accélère les particules y pénétrant. Par chocs sur les parois, il y a multiplication des charges. Ce multiplicateur est sensible aux électrons, aux ions lourds avec U.V. et au X mous. On en trouve deux réalisations :

● Au stand C.S.F., la CEPEC présentait le multiplicateur d'électrons F 9147. Sa forme rectiligne permet d'en grouper plusieurs en matrice..

Sa longueur totale est de 116 mm pour une longueur utile de 100 mm ; son diamètre intérieur est de 4 mm et son diamètre extérieur de 6 mm. La tension d'alimentation est de 4 000 V pour un courant de sortie maximal de 10^{-8} A, le temps de montée, de 10^{-8} s comme la dispersion du temps de transit.



Photomultiplicateur type PM 400 pour engins spatiaux

● De son côté R.T.C. exposait des multiplicateurs enroulés en spirale. Cette forme permet d'éviter les réactions de la sortie sur l'entrée. Leur résistance électrique est de 10^9 ou 4.10^{10} et leur diamètre intérieur, de 1,25 ou 2,2 mm.

Cellules à vide

● CEPEC avait dans son stand une série de nouvelles cellules à vide à photocathode semi-transparente :

type	F 9126	avec photocathode	S 1
«	F 9127	« «	S 10
«	F 9128	« «	S 11
«	F 9129	« «	S 20

Leur diamètre utile est de 11 mm, le temps de montée, de 1.10^{-9} s, le courant moyen maximal, de 1 μA.

La cellule F 9096 à photocathode S 1 opaque admet un courant moyen maximal de 50 μA, son diamètre utile est de 24 mm et le temps de montée, de 2.10^{-9} s.

Ces diodes sont livrées avec des boîtiers adaptés pour leur raccordement à un câble.

Scintillateurs et sondes à scintillations

● QUARTZ et SILICE présentait, parmi ses fabrications classiques de scintillateurs et d'ensembles intégrés « Scintiblocs », quelques nouveautés :

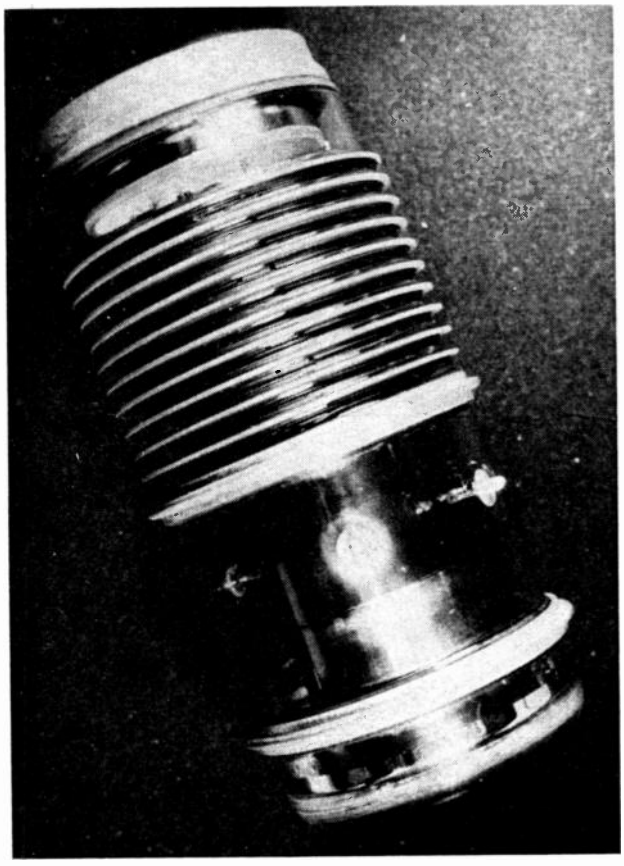
— Les scintiblocs 76 S 76 et 44 S 51 ont maintenant un boîtier en duralumin allégé de 0,5 mm d'épaisseur autour du cristal. L'étanchéité est également améliorée grâce au type de montage adopté qui comporte deux scellements en série.

— L'utilisation des scintiblocs est maintenant facilitée par une gamme d'adaptateurs pour les relier aux baies électroniques classiques :

Adaptateur AS 01 : pont d'alimentation des dynodes.

Adaptateur AS 02 : pont d'alimentation des dynodes, plus un circuit préamplificateur permettant d'attaquer directement un analyseur SA 40 B Intertechnique.

Adaptateur AS 03 : pont d'alimentation des dynodes, plus un circuit adaptateur d'impédance permettant un câble de 80 m de longueur maximale jusqu'à une échelle de comptage transistorisée,



Tube photomultiplicateur très rapide de tm = 0,75 µs

Adaptateur AS 04 : circuit permettant d'alimenter en basse tension l'AS 03 par le câble signal.

● R.T.C. proposait la sonde S 5600 qui habille le tube 56 AVP pour les expériences de physique sur les particules de haute énergie. Ce montage mécanique robuste et d'un emploi très souple comporte un blindage magnétique pour le tube et un pont d'alimentation des dynodes sur cartes enfichées.

Compteurs à remplissage gazeux

● Dans le stand ITT, L.C.T. exposait quelques nouveaux tubes de Geiger-Muller.

— Le compteur 3 G 100 dont la sensibilité de 100 c/s par R/h lui permet d'être linéaire jusqu'à 300 R/h en impulsions avec une alimentation continue.

— Le compteur 13 AP 9 est un compteur cloche à fenêtre mince en mica, réalisé par moulage avec une résine epoxy. Sa géométrie très simple et bien définie lui confère d'excellentes caractéristiques électriques.

— Les compteurs 12 B 3 P et 12 B 5 P, dérivés du compteur 12 B 1 P à fenêtre d'entrée plane et rectangulaire, ont réalisés pour répondre à des besoins particuliers de la surveillance radioactive.

● R.T.C. présentait un compteur de neutrons à dépôt de bore, le CPB 10 à structure en aluminium pour une température maximale d'utilisation de 200 °C :

Dépôt : 0,4 mg/cm² de bore enrichi à 92 % en 10 B.
Surface sensible : 235 cm².
Remplissage : argon - méthane à 200 mm Hg.
Sensibilité : 4 chocs/s par neutron/cm²s.

Détecteurs semiconducteurs

Parmi toute la gamme de détecteurs présentée par R.T.C., retenons les nouveautés suivantes :

— les détecteurs en germanium compensé au lithium, de structure plane, pour la spectrométrie γ ultra-fine ; leur surface utile jusqu'à 8 cm², la profondeur désertée, jusqu'à 10 mm, ils sont livrés encapsulés ou nus.

Ces détecteurs dont les performances optimales ne peuvent être obtenues qu'à la température de l'azote liquide sont fournis montés dans l'un des quatre cryostats C.R.Y 153, 156, 157 ou 158. Ce sont :

— les détecteurs de neutrons lents ultra-plats, de dimensions 9×9×1 mm (sortie sur fils), leur sensibilité est de 5.10^{-5} chocs/s par neutron/cm²s.

— les détecteurs totalement désertés dont la surface utile va jusqu'à 200 mm² et la profondeur désertée de 30 à 2 000 µ.

— les détecteurs de localisation de particules ont une surface utile : 5×20 mm², la profondeur désertée va jusqu'à 700 µ, et leur résolution spatiale, jusqu'à 0,3 mm.

Monocristaux

HOBOKEN avait dans son stand des barreaux de germanium de qualité nucléaire de 10 cm² de section, de forme trapézoïdale ou circulaire (méthode Czochralski). Ce fabricant annonce la sortie prochaine de barreaux de 20 cm² de section de qualité nucléaire correcte.

Conduits de lumière

HARWIN (représenté par SEDECO), SCHOTT (représenté par SOTUDIS) et DONNER (représenté par Techniques et Produits) exposaient des conduits optiques en fibres d'un diamètre unitaire de 60 à 75 µ pouvant être groupés en faisceaux jusqu'à des diamètres de 14 mm. Souhaitons que l'abaissement des prix permette leur utilisation dans le domaine nucléaire (codage de matrices de scintillateurs, par exemple).

Dosimètre de poche

TELEFUNKEN, qui a abandonné la fabrication de ses photomultiplicateurs, exposait un stylo dosimètre. Celui-ci, normalement déchargé au départ, se charge par le courant délivré par une chambre d'ionisation incorporée. Actuellement le modèle disponible ne couvre que les fortes gammes (0-500 R).

ERRATUM

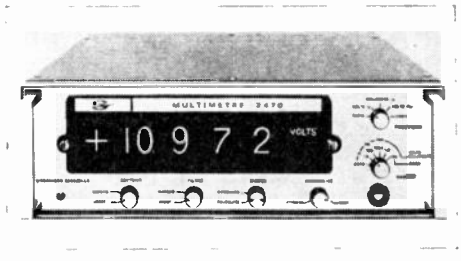
Une erreur de mise en pages nous a fait publier, sous le nom de TEK-ELEC la photographie du multimètre SERCEL 2470, dans notre numéro de juin, page 889. Nous rappelons que le voltmètre intégrateur TE 315 de TEK-ELEC est un appareil de haute précision (± 0,005 % de la pleine échelle) et de haute linéarité (± 0,001 % de la lecture ± 1 chiffre).

TEK-ELEC : Voltmètre intégrateur TE 315

Le multimètre 2470 de SERCEL est un voltmètre continu-alternatif ohmmètre, ratiomètre.

Ces deux appareils avaient retenu notre attention au Salon des Composants Electroniques, nous en publions les photographies ci-dessous.

Nous prions nos lecteurs et les deux firmes TEK-ELEC et SERCEL de bien vouloir nous excuser.



SERCEL : Multimètre 2470

Informations

Documentation technique

COMPARAISONS DE FRÉQUENCES

Le département Comparaison de Fréquences du C.N.E.T., par suite de dérangements et de modification d'installation, n'est pas en mesure de fournir le tableau figurant habituellement à cette place dans notre Revue.

Nos lecteurs ne trouveront donc pas les tableaux de comparaison de fréquences par rapport à l'étalon à césium du C.N.E.T., pour les mois de mai et de juin 1967.

Nous pensons pouvoir en reprendre la publication en septembre avec le tableau des résultats du mois de juillet 1967.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

AFNOR - CATALOGUE DES NORMES FRANÇAISES

Le Catalogue des normes françaises, Edition 1967-1968, vient de paraître. Cette nouvelle Edition comporte :

— des généralités sur la normalisation et des renseignements administratifs ;

— un répertoire par classes de normes correspondant aux grands domaines d'activité ;

— un répertoire alphabétique.

NOUVEAU CATALOGUE SUR LES CONTACTS ÉLECTRIQUES

Deux sociétés britanniques associées — Johnson Matthey Metals Ltd et Mallory Metallurgical Products Ltd — viennent de publier un ouvrage sur les contacts électriques.

Outre les principes relatifs au dessin de contacts, cette brochure donne des conseils sur le choix des matériaux, ainsi que des renseignements détaillés sur la gamme de contacts proposés par ces deux sociétés. Elles fournit également des données sur d'autres matériaux pour contacts tels que le bi-métal, les elkonites, le cuivre-béryllium Mallory 73 et le nickel-silicium-cuivre Mallory 53.

Intitulé « Electrical Contacts » et rédigé seulement en anglais, cet ouvrage peut être obtenu gracieusement en s'adressant à Johnson Matthey Metals Ltd, 81, Hatton Garden, London, E.C.I.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

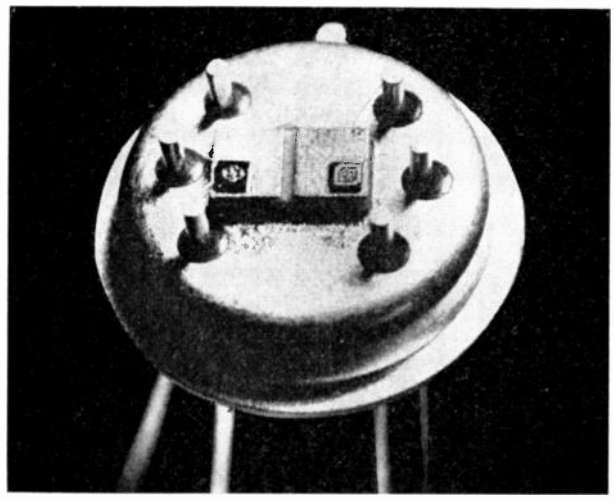
TEXAS INSTRUMENTS PRÉSENTE DES PAIRES DE TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES EN BOITIERS TO-5

Pour la première fois, TEXAS INSTRUMENTS a reçu une référence JEDEC pour des transistors doubles complémentaires : les 2N 4854 et 2N 4855, dispositifs de moyenne puissance.

Transistors doubles NPN-PNP, au silicium à structure plane épitaxiée, ils ont un gain garanti dans une gamme de courant allant de 100 μA à 300 mA. Présentés dans un boîtier TO-5 à 6 connexions, ces dispositifs sont disponibles immédiatement.

Leurs caractéristiques électriques ont été étudiées pour la commutation rapide (gamme de la nanoseconde) et l'amplification d'usage général (jusqu'à 100 MHz) avec une puissance de 2 W.

Les bénéfices que l'on retire de l'utilisation de paires de transistors complémentaires dans un circuit sont



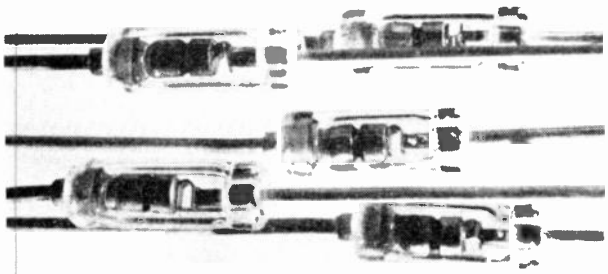
une dissipation réduite, une vitesse de fonctionnement maximale, une réduction du nombre de composants annexes, une stabilité thermique accrue, une réduction des coûts d'assemblage, enfin les tolérances requises pour un bon fonctionnement sont moins sévères et ils permettent de réaliser des commutations symétriques.

Ces dispositifs, conçus pour des utilisations militaires et spatiales, intéresseront les utilisateurs de l'industrie en général, des calculateurs, en particulier.

Parmi les applications de logique et de commutation, il y a : « flip-flop », « emitter-follower », portes et compteurs. En applications linéaires et de puissance, les deux dispositifs s'utilisent comme étage de commande, en amplification vidéo, d'impulsions, etc.

UN REDRESSEUR SOUS VERRE SUPPORTE DES PUISSANCES TRANSITOIRES INVERSES POUVANT ATTEINDRE 1 kW

SYLVANIA a réalisé une gamme de redresseurs suffisamment sûrs pour les applications militaires et cependant assez économiques pour les usages industriels. Capsulage de verre, larges jonctions et contacts de fils conducteurs soudés caractérisent cette nouvelle exécution.



L'utilisation d'une enveloppe de verre ne donne pas seulement une amélioration de l'isolement, mais implique une fermeture hermétique, donc une longue durée de vie et une plus grande sécurité de fonctionnement. Les possibilités qu'ont ces équipements de supporter de hautes tensions et d'avoir une large gamme de températures de travail (—65 °C à 175 °C) ne peuvent être égalées par des unités conventionnelles non-hermétiques. L'utilisation d'une enveloppe de verre permet aussi un contrôle visuel en cours de fabrication.

TRANSISTORS POUR COMMUTATION RAPIDE A 10 A

Conçus par SGS FAIRCHILD principalement pour des applications de commutation à grande vitesse et à fort courant, les nouveaux transistors npn au silicium diffusé, plans épitaxiaux, le BUY 16 (V_{CEO} = 80 V) et le BUY 17 (V_{CEO} = 60 V) sont des dispositifs pour la commutation rapide à 10A.

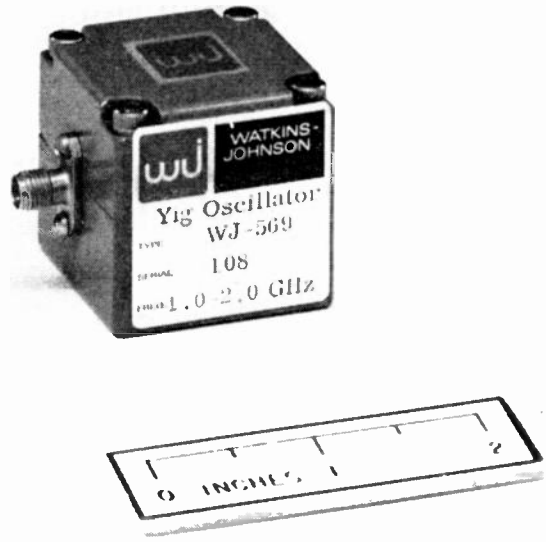
Pour cette forte valeur de courant, les paramètres de commutation et de saturation sont tous deux garantis, ce qui permet l'utilisation de ces dispositifs pour des applications telles que : les étages de sortie des alimentations de puissance commutées, les inverseurs, les étages de balayage et pour les circuits des émetteurs-récepteurs de télécommunications.

Le temps de commutation t_{on} est de 0,25 µs en typique et il ne dépasse jamais 0,5 µs ; le temps de décommutation t_{off} est de 0,6 µs en typique et il ne dépasse pas 1 µs (ces deux paramètres sont garantis pour I_C = 10 A, I_{B1} = 1 A, I_{B2} = - 1A pour le temps de décommutation t_{off}). La tension de saturation du collecteur V_{CB} (sat) est de 0,6V en typique et de 1,2 V au maximum pour I_C = 10A. La dissipation de puissance totale pour une température de boîtier de 100 °C est de 15 W, ces transistors sont encapsulés en boîtier « Stud » TO-59.

OSCILLATEURS CONTROLÉS PAR MONOCRISTAUX DE GRENAT

Les connaissances acquises par WATKINS JOHNSON dans la fabrication des filtres à monocristaux de grenat (Y.I.G.) lui ont permis de développer un oscillateur à transistor contrôlé par Y.I.G. Le modèle WJ-569 peut être balayé par un courant de 350 mA en dent de scie ; il couvre toute la bande de 1 000 à 2 000 MHz en délivrant une puissance minimale de 10 mW. On a mis à profit la linéarité intrinsèque des Y.I.G. pour obtenir sur cet oscillateur une linéarité d'accord meilleure que 0,3 %.

Le WJ-569 se présente sous la forme d'un cube de 2,5 cm d'arête. D'autres modèles dans les bandes 500 à 1 000 MHz et 2 000 à 4 000 sont également disponibles.



Un bulletin technique détaillé décrivant le WJ-569 est distribué en France par COMSATEC, 134, avenue de Malakoff, Paris-16e.

UN MINI-OSCILLATEUR D'UNE PRÉCISION D'UN CENT-MILLIONIÈME

Une nouvelle technique de stabilisation de température utilisant un circuit microélectronique est représentée par une série d'oscillateurs-pilotes miniatures ayant une stabilité de courte durée d'un cent millionième. Ils ont été conçus par MARCONI Cy Ltd, Chelmsford, Essex et sont destinés aux appareils aérospatiaux ainsi qu'aux appareils récepteurs portables à dos d'homme, utilisant les méthodes de communication radiophonique les plus perfectionnées.

Le premier modèle de cette série fonctionnera à une gamme de températures allant de — 55 ° à + 90 °C et il peut être fourni pré-réglé à n'importe quelle fréquence entre 10 MHz et 15 MHz. Il est conçu de façon à nécessiter un minimum de chaleur pour maintenir la température stable. On utilise pour cela un quartz ayant un diamètre d'environ 4,75 mm, soudé à froid dans un boîtier de transistor, un microcircuit très sensible agissant comme élément chauffant. Le boîtier du transistor est lui-même placé dans une enveloppe en verre dans laquelle on a fait le vide.

Le circuit microélectrique sert uniquement à stabiliser la température du cristal. Si le milieu ambiant se refroidit, le circuit dissipe plus de chaleur pour compenser le changement de la température extérieure. Il semblerait que c'est la première fois qu'on réalise de cette manière une stabilisation de température. Le circuit complet ne consomme que 500 mW dans les conditions les plus défavorables (— 55 °C).

Un dispositif de réglage incorporé permet de compenser le vieillissement du quartz pendant dix ans de service, bien

que la variation normale de fréquence au cours de cette période ne serait que de sept millionièmes.

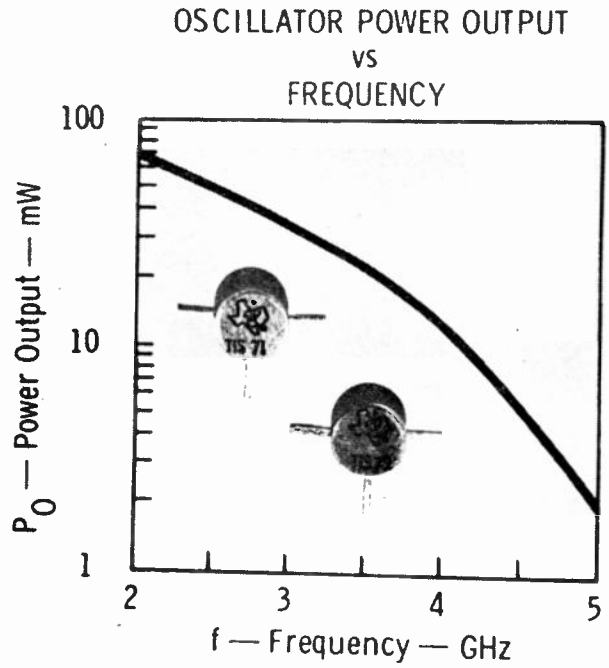
Cet oscillateur, monté dans un boîtier d'aluminium mesurant 76,2 × 25,4 × 25,4 mm, délivre une tension sinusoïdale de 1 V crête-à-crête dans une charge de 50 Ω. Il fonctionne avec une tension continue de 12 V.

UN OSCILLATEUR HYPERFRÉQUENCE A SEMICONDUCTEUR

Un nouveau transistor silicium, le TIS 71-72, est le premier oscillateur à 4 GHz disponible industriellement ayant une puissance de sortie minimale de 10 mW.

On le trouve chez TEXAS INSTRUMENTS.

Créé pour remplacer les Klystrons en bandes S et C, le TIS 71-72 est un dispositif faible puissance remplissant la fonction d'oscillateur local. Ses caractéristiques puissance-



fréquence le rendent utilisable entre 2 et 4 GHz avec puissance de sortie de 65 mW et 10 mW respectivement.

Le courant collecteur maximal est de 10 mA, les tensions maximales collecteur-base, collecteur-émetteur et émetteur-base sont de 25, 15 et 1 V. La capacité collecteur-base est de 0,7 pF, le gain minimal (h_{fe}) est de 20 et le courant de fuite (I_{CBS}) est de 1 µA maximum.

Outre les avantages intrinsèques des semiconducteurs (dimensions, fiabilité, pas de filament), il suffit de 15 V au TIS 71-72 pour le polariser alors qu'il faut de 0,5 à 3,0 kV pour un Klystron.

Parmi les applications possibles du TIS 71-72, figurent les radars, les équipements de télécommunications et les équipements hyperfréquences. Il peut aussi remplacer les tubes à onde progressive et les diodes tunnel.

UN NOUVEL OXYDE DE FER TECHNIQUE D'UNE GRANDE PURETÉ

L'amélioration des valeurs magnétiques des ferrites doux a permis de satisfaire les industries électriques, celles de la radio, de la télévision et des télécommunications, en réduisant les dimensions des pièces, ce qui suppose que les oxydes de fer techniques, à partir desquels on obtient les ferrites doux soient d'un degré de pureté élevé. Jusqu'à présent, de soigneux lavages et des méthodes de production constamment perfectionnées étaient suffisants pour atteindre cette pureté ; mais on arriva bientôt à une limite au-delà de laquelle on ne pouvait plus obtenir une élévation du degré de pureté.

Les Farbenfabriken BAYER viennent de parvenir à mettre au point un oxyde de fer technique, dont la pureté a pu être encore accrue grâce à un procédé spécial. Le nouveau produit — oxyde fer 1352 WF — a une teneur en acide silicique de 0,01 à 0,02 % seulement. Ses principaux domaines d'application sont les ferrites mangano-zinciques et les ferrites pour hyperfréquences.

Pour de plus amples informations, s'adresser à la SOGEP, 5, rue Hamelin, Paris-16e.

NOUVEAUX DISPOSITIFS OPTOÉLECTRONIQUES DE LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C.

Les laboratoires de recherche et de développement de LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. à Caen ont mis au point, sur marché d'études de la D.G.R.S.T., une gamme de relais miniatures optoélectroniques à performances élevées :

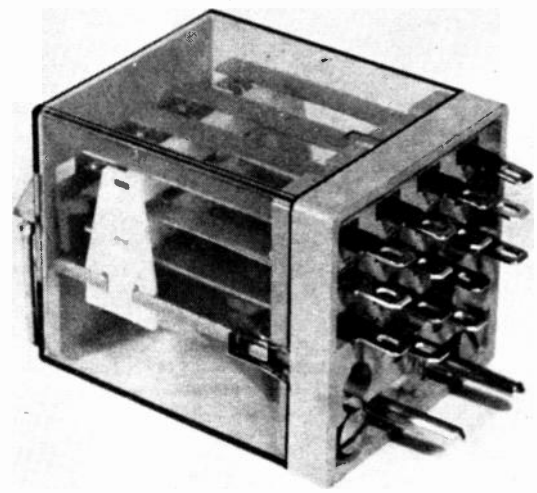
1° un modèle est actuellement commercialisé : le F 103 CPY. Il s'agit d'un photorelais délivrant 3,5 mA typique à la sortie pour 35 mA à l'entrée, avec des temps de montée de quelques microsecondes. L'isolement typique entre les bornes d'entrée et de sortie est de 200 V, avec une capacité de 2 pF et une résistance de 10^{12} Ω.

2° un autre modèle, le F 115 CPY, est disponible en tant qu'échantillon de laboratoire. Ce photorelais est destiné à tenir des tensions d'isolement élevées. Il est présenté en enrobage époxy opaque et garanti pour une tension d'isolement supérieure à 10 kV.

3° enfin un troisième modèle, le F 116 CPY, est en cours de développement : il permettra des temps de commutation de quelques nanosecondes avec un rendement de transfert élevé, il sera présenté en boîtier TO 18.

UN RELAIS GARANTI DEUX ANS

MORS ajoute à sa série 2000 le relais « Mini 2000 » qui offre le maximum de robustesse et de performance pour le minimum d'encombrement. Conçu pour l'industrie, réalisé en grande série, le Mini 2000 arrive à un prix fort intéressant, et sa qualité est attestée par une garantie de 2 ans.



Il s'agit d'un relais électromagnétique de tout ou rien, à 4 contacts inverseurs, coupant à 10 A. Il s'embroche sur l'embase de la série 2000.

encombrement : 52 × 56, longueur 70 mm

fonctionnement : de — 20 % à + 10 % de la valeur nominale

température : de — 25 à + 85 °C

consommation : CA : 6 VA ; CC : 3,5 W

rigidité diélectrique : 2 500 V, 50 Hz
résistance de contact : inférieure à 0,01 Ω.

Ce relais existe en deux versions :

— modèle standard : contacts, plaquettes et grains en argent dur

— modèle double grain : contacts, plaquettes et grains en or-nickel pour courant de 8 μA à 5 A.

UNE NOUVELLE MACHINE A SOUDER LES CIRCUITS IMPRIMÉS

FRY'S METAL FOUNDRIES Ltd, Willow Lane, Mitcham, Surrey, représentée en France par ANGLADE et Cie, 7, rue Aristide-Briand, 92-Levallois-Perret, tél. 737.60.61 importe une intéressante machine à souder les composants sur les circuits imprimés, la Flowsolder mark 4.

La machine « FLOWSOLDER » permet d'élever la soudure en fusion jusqu'au panneau de circuit imprimé au lieu d'abaisser celui-ci dans un bain statique de soudure. Ce résultat est obtenu par propulsion de l'alliage en fusion, dans un conduit spécial, puis à travers une buse qui permet la formation d'une vague réglable et de hauteur constante.

Les circuits sont passés sur la crête de cette vague qui soude les tiges des composants aux câblages imprimés sur la surface inférieure des panneaux, ceux-ci sont étamés au cours de la même opération.

Dans un bain plat, le panneau suit un chemin oblique et incurvé sur la surface du métal en fusion, tandis que dans le système « FLOWSOLDER » le panneau suit une voie rectiligne sur la crête de la vague, procédé qui présente les avantages suivants :

1° Automaticité des angles d'entrée et de sortie sur le bain,

2° Possibilité de souder des panneaux de toutes longueurs,

3° Courte exposition du panneau et des composants à la chaleur, celle-ci étant d'ailleurs beaucoup plus réduite que dans un bain statique,

4° Certitude de disposer d'une surface de soudure absolument exempte d'impuretés.

UN NOUVEAU SYSTÈME DE RADIONAVIGATION POUR LA MARINE NATIONALE

La COMPAGNIE DES COMPTEURS vient de se voir notifier par la Marine Nationale un important contrat pour la fabrication d'équipements de radionavigation destinés à assurer le balisage radioélectrique précis de zones maritimes particulières.

C'est après une large consultation pour l'étude et la réalisation d'un système de très haute précision, répondant à toutes les exigences des applications militaires, que la Marine a fixé son choix sur les procédés français RANA, développés depuis des années par la branche électronique de la Compagnie des Compteurs et à partir desquels a été élaboré le système qui porte le nom de « RAGEP » (Radioguidage d'entrées de port).

Il donne avec une très grande précision, sans ambiguité et sans risque de brouillages, dans la zone couverte par les émissions des stations à terre, la position d'un navire. Ce système a fait l'objet de nombreux essais sous contrôle des Services de la Marine et en étroite collaboration avec le Service Central Hydrographique. Les résultats, particulièrement satisfaisants, ont démontré les hautes performances des équipements.

Par ailleurs, une version dérivée du RAGEP, simplifiée mais possédant les mêmes performances de base, est réalisée sous le nom de « NEPTUNE » en vue d'usages civils très variés : travaux maritimes, prospection géophysique, forages off-shore, océanographie et hydrographie.

Au moment où, partout dans le monde, les besoins, tant civils que militaires, en matière de radionavigation se font de plus en plus importants, ces réalisations confirment la place prépondérante occupée par la Compagnie des Compteurs dans ce domaine. Elle enregistre ainsi un nouveau succès qui vient s'ajouter à ceux que lui ont déjà valu ses réalisations de trajectographie pour engins balistiques.

L'ÉLECTRONIQUE AU SERVICE DU CHIRURGIEN

Un nouvel analyseur de sang mis au point par ELECTRONIC INSTRUMENTS Ltd., Lower Mortlake Road, Richmond, Surrey, permet maintenant de contrôler continuellement le sang d'un malade, par prélèvement d'échantillons, au cours d'une grave opération par exemple. En vérifiant continuellement la teneur en oxygène et en gaz carbonique du sang ainsi que son degré d'acidité ou l'alcalinité, on peut se rendre compte rapidement de tout changement dans l'état du malade.

L'analyseur ne nécessite qu'un échantillon de 0,3 ml de sang, facteur important lorsque le sang est prélevé sur des bébés ou de petits enfants. On peut lire directement les indications de l'analyse du sang sur un grand cadran. On n'a plus à déchiffrer de tableaux ou de graphiques. Après un amorçage initial qu'il faut effectuer une fois par jour seulement, on peut analyser un échantillon de sang frais toutes les cinq minutes.

Les trois électrodes utilisées pour l'analyse sont placées dans un bain d'eau qui les maintient à une température constante. Un circuit transistorisé permet de conserver la température de l'eau à ± 0,05 °C, entre 35 à 40 °C généralement.

L'appareil, monté sur roues, est autonome et peut être utilisé n'importe où dans l'hôpital. Il comporte deux cylindres à gaz pour l'amorçage de l'analyseur.

COMMUNIQUÉS

COURS PROFESSIONNELS TÉLÉVISÉS SUR LE RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION EN COULEURS

Le démarrage de la télévision en couleur à partir du mois d'octobre 1967 a posé à l'Industrie Electronique et à l'O.R.T.F. des problèmes d'une dimension nouvelle. Cette opération s'est d'emblée inscrite dans un cadre national sans qu'il ait été possible d'envisager des étapes successives comme dans le cas de la télévision en noir et blanc. Parmi ces problèmes, l'un des plus ardus à résoudre est celui de la formation accélérée d'un personnel qualifié susceptible d'assurer, auprès des particuliers, un véritable service de mise au point, puis de dépannage.

Après s'être préoccupé de la formation de ses propres cadres techniques, l'O.R.T.F. a été amené à rechercher avec le S.C.A.R.T. les conditions d'une formation rapide mais efficace des installateurs et des dépanneurs. Pour les installateurs, des journées d'information se déroulent ou vont prochainement démarrer dans 14 villes de France. Les installateurs y reçoivent quelques notions de base indispensables et apprennent à faire les premiers réglages sur les récepteurs de télévision en couleurs.

Le problème de l'apprentissage des dépanneurs est beaucoup plus vaste et plus difficile. Différents organismes se sont préoccupés d'une formation accélérée. C'est le cas de l'A.F.P.A. habituellement chargé de traiter ces questions. Devant le nombre de personnes à toucher très rapidement,

il a semblé important de pouvoir utiliser les possibilités exceptionnelles offertes par la télévision pour une diffusion de masse.

Dans ce but, l'O.R.T.F. et le S.C.A.R.T. ont mis au point et réalisé dans des délais très courts, un ensemble de sept émissions présentant les aspects les plus importants de la réception et du récepteur de télévision en couleurs. Les sujets ont fait l'objet d'une étude minutieuse et plusieurs ingénieurs de différentes entreprises électroniques françaises ont accepté d'en assurer la présentation à l'antenne.

Il n'était évidemment pas question de réaliser des émissions faisant appel à des moyens complexes. Cependant, il a semblé que cette information pouvait utilement s'harmoniser avec les articles publiés dans les revues professionnelles.

Ces émissions ont traité ou traiteront des questions suivantes :

1° Bases de la colorimétrie. Transmission de la télévision en couleur par trois voies.

2° Transmission compatible des signaux TVC.

3° Comparaisons entre le récepteur noir et blanc et le récepteur couleur.

4° Principes du décodage.

5° Le tube trichrome et ses circuits annexes.

6° Fonctionnement et réglage du récepteur de télévision en couleur.

7° La maintenance du récepteur de télévision en couleur.

Chaque émission fera l'objet d'une double diffusion :

— le samedi à 11 h 10 sur la première chaîne ;
— et le lundi à 19 h sur la seconde chaîne.

La première diffusion a eu lieu le samedi 27 mai. Les transmissions suivantes auront lieu à un rythme hebdomadaire.

Une nouvelle diffusion est prévue pour la rentrée.

Ces émissions prendront la suite de deux séries de cours professionnels télévisés dont l'O.R.T.F. a eu l'initiative et qui ont été consacrées respectivement : *aux bases de la télévision en couleurs* et *aux applications des semi-conducteurs.*

Les deux premières séries ont fait l'objet d'une parution de commentaires écrits dans la presse professionnelle ; de même les questions présentées sur le récepteur de télévision en couleurs seront développées dans un guide que publieront les Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris-6e (*). Les dépanneurs intéressés pourront ainsi préciser un certain nombre de notions évoquées à l'antenne.

Il est, bien entendu, difficile d'apprécier dès à présent l'efficacité de cette méthode. Cependant, la collaboration directe entre deux organismes préoccupés par les mêmes problèmes semble une formule très heureuse dont des avantages certains sont à attendre.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

25e GRANDE EXPOSITION ALLEMANDE DE LA RADIO
Berlin, 25 août - 3 septembre 1967

Le pôle d'attraction de la Grande Exposition Allemande de la Radio à Berlin, sera incontestablement la télévision en couleurs qui démarrera officiellement par la transmission de la fête d'inauguration, le 25 août. L'émission se fera simultanément dans les deux chaînes (ARD et ZDF).

Pendant l'Exposition de la Radio, les deux émetteurs produiront en commun un programme en couleurs pouvant être capté quotidiennement de 10 à 19 h à Berlin, dans le canal 39.

(*) Guide de la Télévision en couleurs : de la colorimétrie au dépannage des téléviseurs.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES FENÊTRES ÉLECTROMAGNÉTIQUES
Paris, 6 au 8 septembre 1967

La Délégation Ministérielle pour l'Armement (D.M.A.) organise un colloque sur les fenêtres électromagnétiques, qui se tiendra du 6 au 8 septembre 1967 à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique, 32, boulevard Victor, Paris-15e. Cette réunion sera placée sous le patronage de la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens (S.F.E.R.).

Ce colloque a pour but de procéder à des échanges de vue sur les problèmes rencontrés dans l'étude, la conception, la réalisation et le contrôle des radômes. Il favorisera le contact entre les Ingénieurs et les Techniciens penchés sur des problèmes communs.

L'organisation de ce colloque est assurée par un Comité présidé par M. Gregorj, Ingénieur en Chef du Génie Maritime.

Le domaine d'étude comportera :

A. *Matériaux pour radômes.*
B. *Analyse électrique des radômes.*
C. *Définition électrique du radôme.*
D. *Analyse structurale du radôme.*
E. *Définition structurale du radôme.*
F. *L'environnement et son influence sur la définition du radôme.*
G. *Technologie du radôme.*
H. *Contrôle électrique des radômes.*
I. *Contrôle non électrique des radômes.*
J. *Théorie électromagnétique.*
K. *Influence de l'erreur introduite par le radôme sur la performance du système d'armes et la réduction de cette erreur par modification du système.*
L. *Correction des radômes.*
M. *Radômes pour des applications spéciales.*

Pour plus amples détails, mode de présentation des manuscrits et inscriptions, adresser la correspondance à Monsieur Thourel, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique, Colloque sur les Fenêtres électromagnétiques, 32, boulevard Victor, Paris-15e.

COLLOQUE : ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE ET RADIOPROTECTION
Toulouse, 5 au 8 mars 1968

Dans le cadre des Journées d'Electronique de Toulouse, se tiendra dans cette ville, du 5 au 8 mars 1968, un colloque consacré à l'Electronique nucléaire dans ses rapports avec la radioprotection. On en trouvera ci-après le programme scientifique provisoire :

1re *partie : Les détecteurs (spectromètres et dosimètres) et leurs circuits associés.*

1. Détecteurs électroniques basés sur l'ionisation (chambres d'ionisation, jonctions PN, compteurs, détecteurs à étincelles, etc.).

2. Détecteurs électroniques basés sur l'excitation (scintillateurs, effet CERENKOV, etc.).

3. Spectrométrie et dosimétrie des rayons γ, des neutrons et des particules de haute énergie.

4. Dosimètres à milieu équivalent au tissu biologique.

5. Circuits associés ; systèmes portables ; dispositifs électroniques de lecture des doses intégrées obtenus par les dosimètres physiques (émulsions, verres radiophotoluminescents, cristaux thermoluminescents, ionographie, etc.).

6. Problèmes d'étalonnage des détecteurs et des dosimètres.

2e *partie : Les dispositifs de mesure de la radioactivité ambiante.*

1. Mesure de la radioactivité naturelle et de la radioactivité artificielle de l'air.

2. Mesure des caractéristiques des aérosols atmosphériques.

3. Systèmes de mesure à bas bruit de fond.

Des informations complémentaires seront publiées ultérieurement.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

LA COMMANDE DE LA CIRCULATION MUNICHOISE

Le centre de Munich est l'un des endroits où le trafic automobile et le passage des piétons sont les plus importants du monde. La commande de la circulation y sera dorénavant commandée par la circulation elle-même, grâce au poste central de direction et de contrôle qui vient d'y être installé, en liaison avec un calculateur électronique de trafic.

Dans une conférence de presse, la Société SIEMENS a dit que cette installation était unique en Europe. Un calculateur électronique apprécie à chaque instant les facteurs caractérisant et affectant la circulation, ce qui lui permet de commander les feux de signalisation. Cet ordinateur utilisera des plans de feux programmés à l'avance, pour réduire les encombrements pendant les heures de pointe ou lorsque des bouchons auront tendance à se former.

L'installation comprend actuellement 450 feux et 21 postes de télévision. Il sera possible, dans l'avenir, de l'étendre à 1 200 feux et 30 postes de télévision.

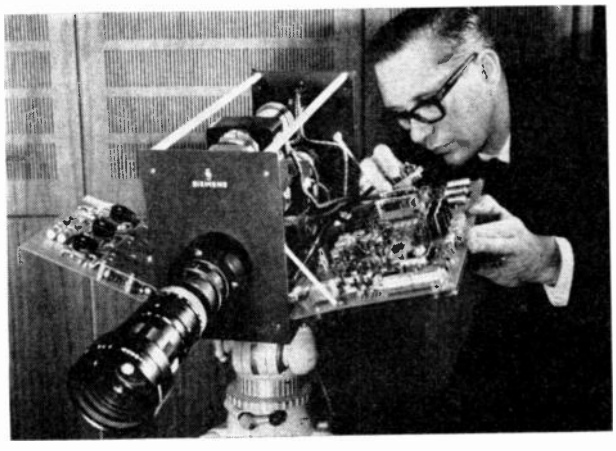
RÉALISATIONS DE LA DIVISION MILITAIRE IBM FRANCE

La *Division Militaire d'IBM France* a présenté au Salon International de l'Aviation et de l'Espace, le CAMILLE (CAlculateur MILitaire LEger). Il s'agit d'un calculateur mobile, de poids réduit, fonctionnant en temps réel à bord de véhicules, tout en s'intégrant parfaitement dans tous systèmes d'armes. Etudié pour être utilisé dans des conditions d'environnement très sévères, il répond aux besoins opérationnels des trois armes et apporte une solution à de nombreux problèmes d'exploitation immédiate des résultats (messages des troupes au combat, tirs d'artillerie, météorologie, topographie, logistique, police ou régulation du trafic).

Une mémoire à disques magnétiques DM 440 conçue pour fonctionner « en campagne » (résistance aux chocs, vibrations, humidité, brouillard) complète cette présentation qui mentionne, en outre, l'utilisation aux quatre coins du monde de calculateurs et systèmes spéciaux mis au point à Paris dans les ateliers de la Division Militaire d'IBM France, rue Michel-Bizot : Strida II pour les besoins de la Défense Aérienne Française, SIDA pour la Force Aérienne Italienne, les calculateurs KH installés au champ de tir d'Hammaguir et BG adaptés aux problèmes de Défense antiaérienne des unités navales.

TÉLÉVISION EN COULEURS EN CIRCUIT FERMÉ

Une des attractions de la Foire d'Hanovre 1967 a été une *installation de télévision couleurs en circuit fermé* construite par SIEMENS et présentée au stand de la Maison Carl ZEISS, Oberkochen/Württ., en conjonction avec un microscope. Cette installation se compose essentiellement d'un central de commande, d'un moniteur TVC et d'une caméra TVC avec trois tubes de prise de vues Vidicon. Des installations semblables trouvent de multiples possibilités d'application, par exemple dans le secteur de la médecine, de la recherche, de l'enseignement et surtout lorsque les images en couleurs procurent des informations supplémentaires très importantes.



ÉQUIPEMENTS RADAR POUR LE CONTROLE DU TRAFIC AÉRIEN DE LA RÉGION DE LISBONNE

La CSF a été retenue pour la fourniture d'une nouvelle station radar de contrôle régional destinée au Centre de Contrôle de Lisbonne, ainsi que pour la fourniture de deux systèmes de visualisation en lumière du jour, destinés au Centre de Contrôle Régional et au Contrôle d'aérodrome de Lisbonne. Le Radar sera équipé du système d'antenne à double cornet.

Plus de 70 radars de ce type ont été vendus par la CSF dans le monde entier.

INAUGURATION DE LA STATION AÉROSPATIALE DE HONEYSUCKLE CREEK EN AUSTRALIE

Le premier ministre d'Australie, a inauguré officiellement le 17 mars, la station de Honeysuckle Creek, en présence du directeur adjoint de la N.A.S.A. Etablie en vue du projet Apollo, Honeysuckle Creek est l'une des trois stations principales qui seront chargées d'assurer les communications avec les astronautes pendant leurs vols spatiaux et leur séjour sur la lune, les deux autres étant situées à Goldstone (Etats-Unis) et à Robledo (Espagne).

Le nouveau centre qui se trouve à une quarantaine de kilomètres de Canberra, travaillera conjointement avec la station de Tidbinbilla. Il est doté d'une antenne parabolique de 25,50 m de diamètre. C'est la sixième station construite par la N.A.S.A. en Australie qui devient ainsi le plus important complexe de repérage et de radio-guidage de satellites en dehors des Etats-Unis.

UNE ENTREPRISE FRANÇAISE MAITRE D'ŒUVRE POUR LA RÉALISATION DU SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DU SATELLITE EUROPÉEN HEOS

L'ORGANISATION EUROPÉENNE DE RECHERCHES SPATIALES vient de désigner un Maître d'Œuvre pour l'étude, la réalisation et la mise en œuvre de l'ensemble du système de télécommunications de son satellite scientifique HEOS (Highly Eccentric Orbit Satellite).

A la suite d'un appel d'offres international, c'est la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT qui a été retenue pour assurer la maîtrise d'œuvre de l'ensemble des dispositifs électroniques de télécommunications placés à bord du satellite.

Ce satellite, dont la mise sur orbite est prévue pour l'automne 1968, est destiné à l'étude de la physique interplanétaire et des rayons cosmiques jusqu'à une distance de l'ordre de 240 000 km de la terre.

Ce satellite sera lancé par les soins de la NASA à partir du champ de tir de Cap Kennedy à l'aide d'une fusée THOR-Delta ; il effectuera neuf expériences scientifiques mises au point par des chercheurs de cinq pays européens.

HEOS décrira, en un peu moins de 6 jours, son orbite à grande excentricité et passera une grande partie de son temps de révolution en dehors de la magnétosphère et de l'onde de choc terrestre.

Par ailleurs, l'époque choisie pour la mise sur orbite coïncidera avec une période d'activité solaire intense particulièrement intéressantes au point de vue scientifique. La durée de vie du satellite est prévue pour un an minimum.

Les équipements de télécommunications placés à bord de HEOS (télémesure, télécommande, mesure de distance)

doivent permettre le déclenchement des expériences scientifiques et la mise en route des appareils auxiliaires. Ils assureront également la transmission des résultats des mesures vers le sol et serviront à la localisation du satellite.

Ces équipements comprennent un récepteur et un décodeur de télécommande prévus pour acheminer 66 ordres différents, soit près du double de la capacité du récepteur décodeur fourni par THOMSON-BRANDT pour les satellites ESRO I et ESRO II. A ces appareils, s'ajoutent l'ensemble de télémesure comprenant des codeurs et un émetteur, et un système pour les mesures de distance. Les signaux de télémesure seront transmis par impulsions codées (PCM), le nombre de voies disponibles étant de 130. La mesure de distance sera obtenue par mesure, dans les stations au sol, du déphasage entre des signaux émis en direction du satellite et ceux réémis par lui en direction de la terre. La précision de ce procédé est telle que l'erreur est inférieure à 60 km lorsque le satellite se trouve à 240 000 km de la terre, soit les 2/3 de la distance terre-lune.

La localisation du satellite sera également effectuée par les stations interférométriques DIANE fournies par THOMSON-BRANDT à l'Organisation Européenne de Recherches Spatiales et au Centre National d'Etudes Spatiales, moyennant quelques modifications apportées au matériel, afin d'en augmenter la portée. Quatre stations au sol seront utilisées pour recueillir les informations transmises ; elles sont respectivement situées à REDU (Belgique), FAIRBANKS (Alaska), NY ALESUND (Spitzberg) et PORT STANLEY (Falklands). Elles recevront dans le courant de 1967 les émetteurs fournis par THOMSON-BRANDT, ainsi que les équipements de mesure de distance.

Un modèle du satellite HEOS a été présenté au SALON INTERNATIONAL DE L'AÉRONAUTIQUE ET DE L'ESPACE sur le stand THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT. La mise au point du système de télécommunications de HEOS constitue une étape importante vers la réalisation de satellites de télécommunications et de télévision européens, tels que ceux du projet français SAROS.

VIE DES SOCIÉTÉS

EXTENSION DES ACTIVITÉS COMMERCIALES DE LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C.

La Société HYPERELEC vient de conclure avec la RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C. un accord aux termes duquel elle confie à cette dernière la vente des tubes émetteurs pour hyperfréquences dont elle assurait jusqu'ici la distribution.

Grâce à cet accord qui a pris effet le 2 mai 1967, le très large éventail de composants que la RADIOTECHNIQUE-COPRIM - R.T.C. met à la disposition de l'industrie électronique s'est enrichi d'une nouvelle gamme de produits pour radiodiffusion, télévision, télécommunications ou applications industrielles : tubes classiques d'émission, magnétrons, klystrons, tubes à ondes progressives, tubes redresseurs haute tension, triodes pour hyperfréquences, etc.

Les activités relatives à la distribution de ces produits s'exercent désormais à Suresnes (51, rue Carnot), au sein du Département « *Télécommunications, Techniques Spatiales et Nucléaires* », dirigé par M. CORDONNIER, département qui s'appuie sur une Division « *Tubes Professionnels et Dispisitifs Spéciaux* » qui vient d'être créée et placée sous la direction de M. RAUX.

CESSION A LA SOGEV DU DÉPARTEMENT « MESURE DU VIDE » DE LA SOCIÉTÉ SCHLUMBERGER

Aux termes d'un accord conclu récemment, la Société d'Instrumentation Schlumberger, qui avait absorbé en 1965 la Société Le Bœuf, a cédé son département « Mesure du Vide » à la Société Générale du Vide (SOGEV), filiale de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT.

On sait que le Département Le Bœuf-Vide est spécialisé depuis plusieurs années dans la fabrication et la vente d'appareils de très haute technicité pour des utilisateurs tels que le Commissariat à l'Energie Atomique, les Facultés, les Laboratoires de Recherche, etc. Son activité trouvera des bases de développement plus larges au sein d'une société comme la SOGEV, intéressée à toutes les branches essentielles de la technique du vide. Les produits du Département Le Bœuf-Vide viendront en effet compléter l'activité de la SOGEV en renforçant son potentiel dans les domaines nucléaires et spatiaux et apporteront un complément intéressant à ses réalisations particulières en ultra vide.

Le Département Le Bœuf-Vide continue à diffuser ses produits sous sa marque. Les services techniques et commerciaux restent implantés à Colombes, 194, rue des Gros-Grès. Tél. 242.56.03.

L.C.T. - STEAFIX ET C.I.C.E., FUSIONNENT

L.C.C.-STEAFIX et C.I.C.E., deux filiales du groupe C.S.F., spécialisées dans le domaine des composants électroniques, viennent d'annoncer leur fusion à la date du 1er juin 1967. La nouvelle Société prend le nom de : L.C.C. - C.I.C.E. (Compagnie Européenne de Composants Electroniques). Son siège est situé 128, rue de Paris à Montreuil où se groupent, autour de la Direction Générale, l'ensemble des Services Administratifs et Commerciaux.

Cette nouvelle concentration, qui réunit deux fabrications complémentaires, permettra de disposer d'un potentiel technique et industriel qui comptera parmi les plus puissants d'Europe dans ce domaine. L'effectif supérieur à 2 200 personnes comprend plus de 100 ingénieurs. La majeure partie des ateliers de fabrication de la nouvelle Société occupe à Dijon des locaux d'une superficie de 20 000 m². Le reste est réparti entre « l'usine satellite » de Seurre dans la région dijonnaise et les ateliers de Montreuil.

La Société dispose à Montreuil et en Bourgogne d'importants moyens de recherche appliquée et de développement qui prolongent l'action des laboratoires centraux de C.S.F. et assure l'exploitation très rapide des résultats.

SOCIÉTÉ SOMFY

Le Groupe Carpano et Pons a invité, fin avril, la presse à l'inauguration de l'usine de Thiez-le-Nanty de la Société SOMFY, dont la construction avait débuté en 1961 et qui, agrandie en 1963 et 1966, vient d'être terminée.

Sa surface couverte est de 9 500 m², l'effectif prévu, de 600 personnes environ, dont 30 cadres.

Comme toutes les entreprises savoyardes de la région de Cluses, c'est le décolletage de précision qui fut le point de départ des activités du groupe qui possède maintenant une place enviable sur le plan local avec neuf usines occupant au total 2 200 personnes pour 35 000 m² couverts.

A Thiez-le-Nanty, les activités portent sur :

— l'usinage, en petites et moyennes séries, de pièces de précision destinées à l'Aéronautique et à l'Electronique ;

— le décolletage, découpage et usinage de pièces détachées en grandes séries et le montage de sous-ensembles et ensembles destinés à l'industrie mécanique en général ;

— la fabrication d'outillages divers, notamment de fraises et molettes de forme ;

— la fabrication d'appareils complets en sous-traitance ;

— la fabrication d'appareils de contrôle et de mesure, tels que dynamomètres et couplemètres.

Tous ces travaux ont permis à l'usine de Thiez de développer de nouvelles techniques qui, dans le secteur aéronautique, l'ont fait participer à la fabrication du satellite A1 et des fusées AS 30, notamment.

Actuellement, elle s'oriente sur les sous-ensembles ou ensembles pour l'électronique, la fabrication d'arbres de précision, l'exécution de pièces spéciales en petite et moyenne séries.

EXPANSION DE MARCONI INSTRUMENTS

La Société « MARCONI INSTRUMENTS LTD. » St-Albans (Grande-Bretagne), vient d'acquérir une nouvelle usine aux environs de St-Albans, à moins d'un kilomètre de son usine principale.

L'usine a une surface totale de 13 300 m² et comprend un bâtiment à trois étages totalisant plus de 5 000 m².

MARCONI INSTRUMENTS va prendre immédiatement possession du bâtiment à trois étages, la mise en exploitation de la fraction restante de l'usine sera effective d'ici deux ans et demi.

Le bâtiment à trois étages est intégralement à air conditionné et il permet de contrôler étroitement les paramètres de propreté, de température et d'humidité, qui sont extrêmement importants dans la production d'instruments de précision.

Ainsi, la surface totale des usines de la Société sera portée à environ 42 000 m² avec les différents locaux de MARCONI INSTRUMENTS à St-Albans et dans les villes voisines de Stevenage et de Luton.

LA FABRICATION DES TUBES TRICHROMES POUR LA TÉLÉVISION EN COULEURS

Nous avons déjà dit que la RADIOTECHNIQUE COPRIM-R.T.C. fabriquait à Dreux des tubes trichromes du type à masque perforé ; nous y reviendrons dans notre prochain numéro.

A l'étranger, on ne reste pas inactif.

● Aux Pays-Bas, on sait que la Sté PHILIPS fabrique depuis deux ans déjà des tubes à masques perforés qu'elle exporte aux Etats-Unis en attendant le démarrage des chaînes européennes de télévision en couleurs.

● En Allemagne, une nouvelle usine de l'ALLGEMEINE ELEKTRICITATS-GESELLSCHAFT AEG-TELEFUNKEN est en cours de finition à Ulm pour la production de tubes images pour la télévision en couleurs. S'appuyant sur l'usine de tubes de la société existant déjà à Ulm, la nouvelle usine est construite dans la zone industrielle Donautal et sera contrôlée par le département « Tubes électroniques ».

Le premier stade de cette usine construite à partir d'éléments préfabriqués couvre 12 500 m². Elle comprend un hall de montage à deux étages et un bâtiment de service destiné aux équipements annexes.

La production commencera au cours de l'été 1967 ; vers la fin de l'année, il devrait y avoir 300 collaborateurs dans la nouvelle usine, d'après les besoins estimés en tubes trichromes pour 1968.

● En Allemagne encore, ITT est prêt à commencer la production des tubes pour la télévision en couleurs dans son usine d'Esslingen.

Les techniques utilisées dans la fabrication de ces tubes de 63 cm de diagonale s'appuyent aussi sur l'expérience industrielle américaine.

● En Belgique, la GENERAL TELEPHONE & ELECTRONICS INTERNATIONAL a annoncé que la construction d'une usine de 7 500 m² est en cours, pour la production de tubes images Color Bright 85 pour télévision en couleurs à Tienen, à 45 km de Bruxelles. L'usine sera capable de produire des tubes de 483 mm (19 inches), 559 mm (22 inches) et 635 mm (25 inches) pour l'équipement des récepteurs de télévision produits par les fabriquants européens. Sylvania Benelux N.V., filiale de GT & E International, supervisera ce nouveau centre.

● En Italie, RCA envisagerait l'installation d'une usine de fabrication spécialement destinée aux appareils qui seront construits dans ce pays pour la télévision en couleurs, mais la R.A.I. a différé de deux ans le lancement de la TVC par rapport à la France et à l'Allemagne.

L'INDUSTRIE JAPONAISE DES CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES

L'industrie japonaise des calculateurs électroniques aurait fabriqué l'an dernier, sur son propre sol, plus de calculateurs qu'elle n'en a importé. Les chiffres les plus récents donnent, en effet, un pourcentage de 60 % pour la construction japonaise et de 40 % pour les importations. Les spécialistes sont d'accord pour estimer que les Japonais ont réalisé des progrès considérables dans le domaine de la technique des ordinateurs. Les résultats obtenus se marquent d'ailleurs dans l'intérêt que manifestent les clients étrangers pour les ordinateurs japonais.

Des ordinateurs japonais ont déjà été livrés aux Philippines, à la Corée du Sud et à la Bulgarie. La firme FUJITSU possède seule des possibilités d'exportation, sa production reposant entièrement sur ses propres travaux, tandis que les cinq autres constructeurs de cette branche sont gênés par les contrats de licence qu'ils ont obtenus de pays étrangers.

Trois des constructeurs, à savoir NEC, FUJITSU et OKI-UNIVAC, construisent déjà des ordinateurs comprenant des circuits intégrés.

1520 pages sur :

la Commutation ÉLECTRONIQUE

texte intégral du

COLLOQUE INTERNATIONAL
DE COMMUTATION ÉLECTRONIQUE

PARIS 1966

y compris l'allocution de clôture de Monsieur LIBOIS

Un volume relié pleine toile 15,5 × 24,5 cm, 1524 pages, 993 figures. Prix : 300 F en librairie ou chez l'éditeur : 306 F, port compris

ÉDITIONS CHIRON, 40 rue de Seine, PARIS-6e - CCP Paris 5335

TABLE DES MATIÈRES

COMMUTATION SPATIALE - GRANDS AUTOCOMMUTATEURS

Système électronique expérimental avec contacts à tiges et commande centralisée à programme. — Système A 210 de commutation à commande par programmes enregistrés en mémoire. — Organisation de la commande par programmes enregistrés en mémoire dans le système de commutation crossbar A 210. — Système de sélecteurs à contacts scellés. — L'autocommutateur semi-électronique de Lannion (projet Socrate). — Le système de commutation semi-électronique SEAM. — Le système téléphonique Ake à commande par programme enregistré. — La commande par programme enregistré du système téléphonique Ake 12. — Système 6050 de commutation à commande temporelle. — Système de commutation électronique de grande capacité à commutateurs crossbar et commande partielle par programme enregistré en mémoire. — Autocommutateurs électroniques de grande capacité : introduction générale au système Rex.

COMMUTATION SPATIALE : PETITS AUTOCOMMUTATEURS

Système kelex de commutation électronique. — Réseau de commutation utilisant des transistors PN-PN dans un central téléphonique expérimental. — Circuits logiques d'un central électronique, de capacité moyenne à programme câblé. — Un nouveau type de voie de parole transistorisée et son application à un PBX entièrement électronique. — Un petit centre de transit à commande électronique. — Un central rural de 1 500 lignes à commande électronique. — Central automatique pour 1 500 lignes avec circuits de contrôle électroniques. — Le central électronique de Leamington. — Petit central électronique (Pentex) pour le british Post Office. — Le PBX électronique 800 A pour 20 A 80 lignes. — Les recherches sur la commutation électronique et la réalisation d'un petit autocommutateur PABX/SDM à transistor accomplies par la Fondazione Ugo Bordoni (Roma) de 1962 à 1965.

COMMUTATION TEMPORELLE
DESCRIPTION DES SYSTEMES

Réseau de commutation temporelle pour transferts combinés de conversation et de signaux de hauts niveaux. — Tides concept nouveau en commutation électronique intégrant les éléments de commutation, de logique et de commande. — Autocommutateur électronique à répartition temporelle à 200 lignes. — Autocommutateur électronique expérimental à répartition temporelle projet Platon. — Essais en exploitation et nouveaux développements de l'unité de commutation, ESS 101. — Système de commutation de données à répartition temporelle. Aspects de la commande et de l'enregitrement dans un PBX multiplex temporel à contrôle par programme. — Un central électronique utilisant la modulation d'impulsions en durée et commandé par un programme enregistré. — Un PABX de type TDM à semiconducteurs. — Organisation d'un commutateur à réseau de connexion à division temporelle et programme enregistré. — Système électronique utilisant la commutation spatiale et la commutation temporelle.

COMMUTATION TEMPORELLE - SYSTÈMES INTÉGRÉS

Les méthodes de modulation dans les systèmes de commutation et de transmission intégrés urbains. — La synchronisation des systèmes de commutation à modulation par impulsions codées (PCM). — Compensation des variations de retard de transmission dues aux changements de températures dans un réseau PCM. — Synchronisation d'un réseau PCM. — Organisation d'un autocommutateur utilisant la modulation en impulsions codées. (MIC). — L'introduction de transmissions et commutations PCM dans le système rex éclaté. — Un système de télécommunications avec moyens de commutation et de transmission intégrés. — Possibilité d'un réseau intégré de commutation et de transmission à modulation par impulsions codées (PCM). — Projet de bureau téléphonique tandem à réseau intégré à modulation par impulsions codées (PCM). — Introduction de la modulation en impulsions codées, dans le réseau téléphonique existant. La modulation par impulsions codées du signal téléphonique dans les systèmes de commutation électronique intégrés. — Principe de base des systèmes de commutation temporelle intégrée structure et synchronisation des réseaux.

COMMUTATION TEMPORELLE - TECHNIQUES

Commutation, synchronisation et signalisation dans les centraux PCM. — Réalisation d'un système de commutation électronique utilisant le transfert résonnant. — Théorie des circuits à transfert résonnant pour des systèmes TDM de commutation électronique. — Réduction des pertes dans les centraux de type TDM-PAM à transfert résonnant par des circuits appropriés et des techniques de compensation par impédance négative. — Système permettant d'établir une communication entre les intervalles élémentaires dans un système de commutation à répartition temporelle à trois étages.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6e

RÉSEAUX DE COMMUTATION DE DONNÉES

Maintien d'une diffusion maximale dans un réseau de communication vulnérable. — Réseau téléphonique non vulnérable. — Problèmes posés par la commutation de données. — Quelques développements récents dans le domaine de l'équipement pour la commutation de données. — Réseaux commutés pour transmission de données. — Automatisation des centres de commutation de messages.

STRUCTURE DES RÉSEAUX DE SIGNALISATION

Quelques considérations sur les conceptions des centraux téléphoniques de l'avenir. — Signalisation entre centraux. — Conséquences prévisibles de l'introduction de dispositifs électroniques sur la signalisation téléphonique. — Conception des systèmes téléphoniques électroniques en relation avec l'évolution rapide des techniques modernes. — Relations entre les moyens de télécommunications et les fonctions de commande à l'échelle du réseau. — Résolution au moyen de calculateurs de problèmes de routage dans les réseaux mailles de télécommunications.

FIABILITÉ DES SYSTÈMES : RÉSULTATS D'EXPLOITATION

Spécifications de service portant sur la construction de systèmes de commutation électronique pour l'industrie des télécommunications. Conception, sécurité et contrôle d'un système Rex extensible. — Ensemble d'organes, doublés pour raison de sécurité, destiné à la commande d'un système Rex extensible. — Expérience acquise grâce aux centraux de commutation quasi électroniques locaux et interurbains. — Expérimentation du système de commutation électronique ESS 1. — Expérience acquise par la mise en service des centraux du type ESS 1.

PROBLÈMES D'EXPLOITATION ET DE MAINTENANCE

Système d'interception automatique des appels téléphoniques. Critères présidant à la conception d'un système Rex généralisé facilitant l'extension et la reconversion des systèmes pas à pas. — Organisation de la maintenance dans les centraux électroniques. Alimentation des centraux téléphoniques électroniques. — Cabine publique à prépaiement électronique fonctionnant avec des pièces de trois valeurs différentes.

TAXATION

Taxation téléphonique expérimentale avec processeurs électroniques. — Comptage par tambour magnétique pour les centraux pas-à-pas. — Enregistrement électronique dans les systèmes téléphoniques, le système PPM. — Taxation centralisée des abonnés au téléphone. — L'introduction de l'électronique dans les problèmes de taxation des communications téléphoniques. — Calcul électronique des taxes avec annonce immédiate au centre interurbain de Las Vegas. — Dispositif de prélèvement automatique des informations de taxation dans un autocommutateur crossbar CP 400.

OBSERVATION DE TRAFIC

L'observation du trafic téléphonique dans les centres de transit interurbains.

TECHNIQUES D'APPEL PAR CLAVIER

La numérotation à clavier. — Appel par clavier. — Dispositif de numérotation au clavier.

ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS DES AUTOCOMMUTATEURS ÉLECTRONIQUES

Sélecteur à coordonnées Telefunken à verrouillage et sa commande. Dispositif d'explorateur acoustique avec transducteurs à pellicule magnétostrictive. — Techniques de circuit pour les systèmes de commande de centraux électroniques. — Commutation et multiplexage intégrés (Isam) Système de circuits logiques pour centraux électroniques de faible capacité. Application aux autocommutateurs privés.

POINTS DE CONNEXION

Choix du point de connexion et des éléments logiques en commutation électronique. — Standard automatique d'abonné (PAX) optoélectronique. Multisélecteur fluidique à conduits croisés.

RÉSEAUX DE CONNEXION ET LEURS COMMANDES

Méthode de commande d'un réseau de connexion. — Structure optimale d'un réseau de connexion à plusieurs étages. — Grand central électronique à contacts scellés recherche, choix des itinéraires et marquage. — Le marquage, l'exploration et le choix des itinéraires dans un système Rex extensible dont les organes de commande sont doublés pour raison de sécurité. — Les caractéristiques des circuits d'un système Rex généralisé (réseau de parole). — Circuits et composants utilisés pour un système Rex extensible. — Systèmes de commutation électronique commandés à distance. — Sélecteur de groupe à relais à tiges. — Système de sélection à relais. La chaîne d'arrivée. — Le réseau de connexion du système de commutation EAX. — Le réseau de connexion du projet Artémis. — Quelques développements effectués dans le cadre du projet « Aristote ».

ORGANES DE COMMANDE ET D'ENREGISTREMENT

Fonctions et définition opérationnelle d'un centre de commutation de données. — Caractéristiques générales du système DS 3. — Systèmes de commande électronique pour les gros centraux. — Critères pour l'étude d'un enregistreur pour central important. — Les registres dans le système de commutation électronique EAX. — Enregistreur-émetteur électronique pour systèmes automatiques de type pas-à-pas. — Un enregistreur traducteur électronique à programme enregistré. — Enregistreurs traducteurs : types desservant les appels d'arrivée interurbains et locaux. — Commande par un enregistreur à un tambour magnétique d'un grand PABX. — Détail d'un système de commande par tambour magnétique pour standard automatique privé. (PABX) Système de commutation utilisé pour la distribution de programmes et contrôlé par une machine à calculer fonctionnant en temps réel.

ORGANES DE MÉMOIRE

Ligne de retard ferro acoustique. — Dispositif de mémoire semi-permanente. — Ligne coaxiale supraconductrice miniature pour retard et mise en mémoire d'impulsions nanoseconde. — Commutation rapide entre mémoires magnétiques mobiles de vitesses différentes, tambour, disque, etc. Rôle et constitution des mémoires du dispositif central de commande d'un autocommutateur téléphonique électronique. — Point de commutation à cycle rectangulaire pour mémoires à tores de dimond.

EXPLORATEURS ET ORGANES DIVERS

Réalisation d'un modèle expérimental de concentrateur de trafic du type semi-électronique. — Traducteur d'acheminement variable. — Les joncteurs et explorateurs du projet Artémis. — Grands centraux électroniques (REX) conception des circuits. — Filtrage des informations traitées par le dispositif central de commande d'un autocommutateur électronique.

RÉALISATIONS TECHNOLOGIQUES

Méthodes de constructions de systèmes de commutation et leurs modifications par l'introduction de composants miniaturisés. — Equipements de test en commutation électronique. — Réalisation du central ESS 1. — Sélecteur de groupe à relais à tiges. Problèmes d'études de l'équipement Technologie Alex pour l'équipement de centraux téléphoniques. — Technologie d'équipement du système Rex généralisé.

PROGRAMMATION

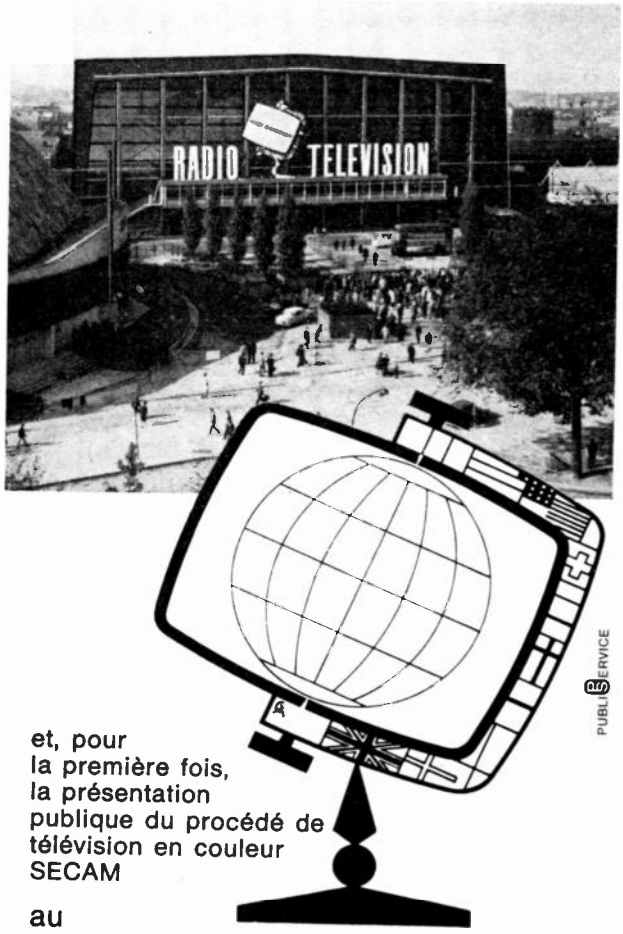
Programmation des systèmes de commande pour les grands centraux électroniques. — Programmation et sécurité du système DS 3. — Organisation du programme enregistré du système Ake. — Programmation d'une unité de commande d'un central expérimental de petite capacité. — Problèmes de programmation du projet Artémis. — Programmation et exploitation des autocommutateurs électroniques.

THÉORIES MATHÉMATIQUES ET CALCULS DE TRAFIC

Synthèse de circuits à sorties multiples. — Considération sur les automates asynchrones. — Sur une cause limitant la capacité d'un canal de transmission des données. — Utilisation des calculateurs pour l'étude des systèmes de commutation. — Principes utilisés dans les diagrammes de liaison d'un système Rex généralisé. — Temps de transition et contrôle d'un système de communication. — Calcul de la longueur de la file d'attente commune d'un système à plusieurs services.

Émetteur-récepteur d'informations codées. — Les commutateurs électroniques miniatures Sud Aviation. — Décommutation des signaux de télémesures PAM, RZ et NRZ.

toutes les grandes marques
françaises et étrangères



PUBLISERVICE

et, pour
la première fois,
la présentation
publique du procédé de
télévision en couleur
SECAM

au

SALON INTERNATIONAL RADIO TÉLÉVISION ÉLECTROACOUSTIQUE

du 1er au 10 septembre 1967
Paris (Porte de Versailles)

RTF

Un nombre record de visiteurs
y est attendu...

FNIE

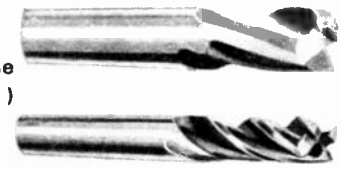
S.D.S.A. RELATIONS EXTÉRIEURES
16, RUE DE PRESLES
75 PARIS 15e - TEL. 273.24.70

MINIATURISÉS !

SOFEL

Forets taillés dans la masse (carbure monobloc) de ⌀ 0,5 à 12,2 mm
(Photo agrandie 2,5)

Fraises 2 tailles (2 et 4 dents) taillées dans la masse (carbure monobloc) de ⌀ 2 à 14 mm
(Photo agrandie 1,5)



la qualité SAFETY mise au service de l'électronique

Plus d'un quart de siècle d'expérience dans les carbures

ETS SAFETY
35-37 bd Exelmans PARIS 16e Tél. : 288 32-75 +
Usines : FONDETTES (37) Ateliers : COURBEVOIE (92)

Pour votre documentation
Pour votre prospection
Pour votre publicité

votre ANNUAIRE PROFESSIONNEL

FRANCE - MARCHÉ COMMUN

1967

PRIX
35 francs

C. C. P. PARIS 769.32
(Il n'est fait aucun envoi contre remboursement)

est indispensable

— 58e ANNÉE —

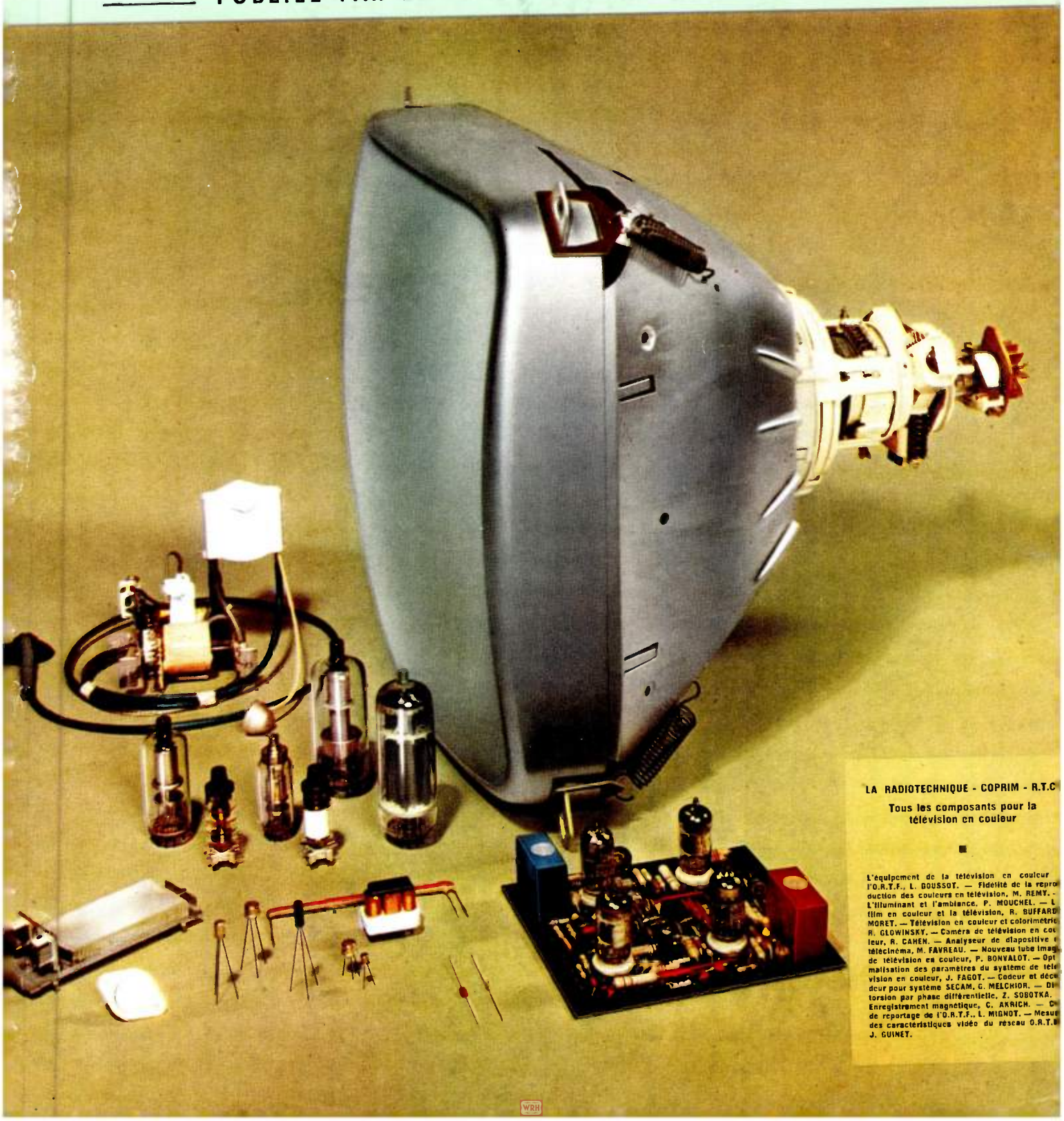
HORIZONS DE FRANCE, Éditeur
39, rue du Général-Foy, PARIS-8e — LAB 76-43

SEP 26 1967

47e ANNÉE - N° 486
SEPTEMBRE 1967
PRIX : 12 F

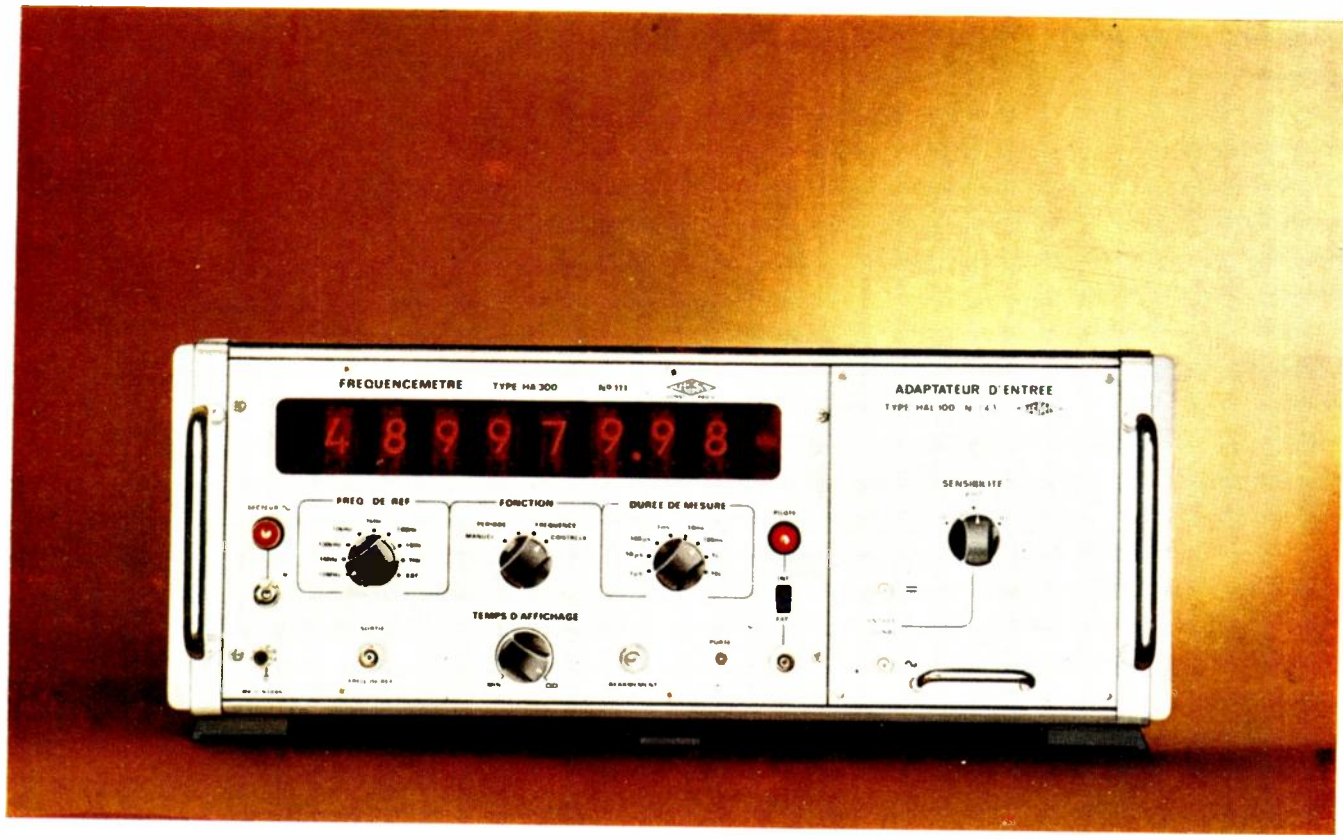
L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C
Tous les composants pour la télévision en couleur

L'équipement de la télévision en couleur l'O.R.T.F., L. GOUSSOT. — Fidelité de la reproduction des couleurs en télévision, M. REMY. - L'illuminant et l'ambiance, P. MOUCHEL. — L film en couleur et la télévision, R. BUFFARD MORET. — Télévision en couleur et colorimétrie R. GLOWINSKY. — Caméra de télévision en couleur, R. CAHEN. — Analyseur de diapositive télécinéma, M. FAVREAU. — Nouveau tube imag de télévision en couleur, P. BONVALOT. — Opt malisation des paramètres du système de télévision en couleur, J. FAGOT. — Codeur et décodeur pour système SECAM, G. MELCHIOR. — Di torsion par phase différentielle, Z. SOBOTKA. Enregistrement magnétique, C. AKRICH. — C de reportage de l'O.R.T.F., L. MIGNOT. — Mesur des caractéristiques vidéo du réseau O.R.T.F J. GUINET.



des économies certaines...

UN NOUVEAU FRÉQUENCEMÈTRE COMPTEUR AUTOMATIQUE

TYPE **HA 300**

avec **préamplificateur** incorporé dans le TIROIR CONVERTISSEUR 520 MHz ✿

0 à **51 MHz** en direct (1 entrée CONTINU, 1 entrée ALTERNATIF)
jusqu'à **3 GHz** avec tiroirs Convertisseurs Enfichables.
Jusqu'à **12 GHz** avec Oscillateur de Transfert.

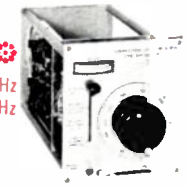
SENSIBILITÉ :
1 mV jusqu'à 50 MHz
10 mV jusqu'à 520 MHz
50 mV jusqu'à 3 GHz
} avec préamplificateur-convertisseur type HAF 600

QUARTZ PILOTE : Stabilité :
2.10^{-9} par heure, 5.10^{-9} par jour, 5.10^{-8} par semaine.

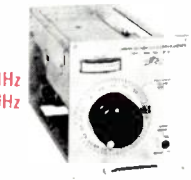
MÉMORISATION DES RÉSULTATS :
Commande de porte automatique, manuelle ou extérieure.
Mesures des fréquences, des périodes, des durées, des rapports de fréquences.

UTILISATION : Compteur totalisateur, standard de fréquences, chronomètre, quotientmètre, diviseur BF, etc...

Autres dispositifs auxiliaires : *Enregistreur imprimant décimal type BG 200 - Convertisseur digital analogique type HDA 100 - Transcripteur pour imprimante ADDO-X, etc...*

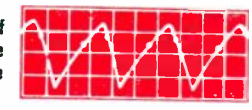


50 MHz à 520 MHz — TYPE **HAF 600**



300 MHz à 3 GHz — TYPE **HAF 700**

MESURE DES DURÉES 1 µs à 10^{8} s — TYPE **HAT 300**



Dispositif de surbrillance

AGENCE DOMENACH 3110

FERISOL

ETS GEFFROY ET CIE · INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 7.160.000 F
18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél 923-08-00
Télex : 25.705
Adresse télégraphique
Feritrappes - France
Délégation régionale
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél 42-11 88

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 60 F. — Étranger 72 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.

présente tous les composants fabriqués par elle pour la réalisation de téléviseurs couleur

130, avenue Ledru-Rollin
Paris-11e
Tél. 797-99-30

47e année **Septembre 1967** 12 F

N° 486

SOMMAIRE

La Télévision en couleur

L'équipement de la télévision en couleur à l'Office de Radiodiffusion Télévision Française. L. GOUSSOT 1017

Fidélité de la reproduction des couleurs en télévision. M. RÉMY 1029

L'illuminant et l'ambiance pour un récepteur de télévision en couleur. P. MOUCHEL 1041

Le film en couleur et son utilisation à la télévision. R. BUFFARD-MORET 1046

Télévision en couleur et colorimétrie, contribution des mathématiques appliquées et traitement sur ordinateur. R. GLOWINSKY 1060

Conception d'une nouvelle caméra de télévision en couleur. R. CAHEN 1069

Analyseur de diapositives T.H.T. 2100 et télécinémas T.H.T. 2300 et T.H.T. 2301 pour la télévision en couleur. M. FAVREAU 1074

Un nouveau tube image pour la télévision en couleur. P. BONVALOT 1089

Optimalisation des paramètres du système de télévision en couleur SECAM. J. FAGOT 1094

Codeur et décodeur pour le système SECAM. G. MELCHIOR 1111

Distorsion par phase différentielle dans le système de télévision en couleur SECAM. Z. SOBOTKA 1116

L'enregistrement magnétique des signaux de télévision en couleur. C. AKRICH 1124

Le premier car de reportage de télévision en couleur de l'ORTF. L. MIGNOT 1129

La technique des signaux test et le contrôle ou la mesure des caractéristiques video du réseau de l'ORTF. J. GUINET 1135

Correspondance 1143

Compte rendu Mesucora : (matériels étrangers) 1150

Informations : Documentation technique et communiqués 1158

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. GAUDFERNAU	M. J. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

ÉQUIPEMENT DE TÉLÉVISION EN COULEUR ★ ORTF ★ STUDIOS DE TÉLÉVISION EN COULEUR ★ CAMÉRAS DE TÉLÉVISION EN COULEUR

L'ÉQUIPEMENT DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR A L'OFFICE DE RADIODIFFUSION TÉLÉVISION FRANÇAISE, par L. Goussot. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1017 à 1028).

L'O.R.T.F. a suivi l'évolution de la télévision en couleur aux Etats-Unis et les laboratoires du Service des Etudes ont étudié et comparé de nombreux systèmes depuis 1957.

Après le choix officiel du système SECAM en 1966, l'activité se tourne vers l'équipement des moyens d'exploitation qui comprend en particulier trois studios de prise de vue directe, et l'adaptation du réseau à la couleur.

L'équipement technique des nouveaux studios est décrit. Certaines particularités d'installation sont nouvelles, telles la disposition relative des divers ensembles fonctionnels et l'utilisation d'un signal de base unique pour la synchronisation des sources.

A l'exception des caméras qui sont d'origine hollandaise mais adaptées en France aux normes de l'O.R.T.F. et, provisoirement, des moniteurs en couleur, tous les équipements des centres de production sont de fabrication française et répondent aux spécifications techniques fixées par les Services Techniques de l'O.R.T.F.

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ FIDÉLITÉ DE REPRODUCTION DES COULEURS

FIDÉLITÉ DE REPRODUCTION DES COULEURS EN TÉLÉVISION, par M. Rémy. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1029 à 1040).

Dans la première partie de cet article, l'auteur étudie quelle serait, dans les conditions d'observation des images de télévision, la meilleure reproduction des couleurs.

Dans la deuxième partie, il étudie comment on peut s'approcher de cet objectif idéal, compte tenu des servitudes et des facilités spécifiques de la chaîne de télévision.

CAMÉRA DE TÉLÉVISION EN COULEUR ★ CAMÉRA A LUMINANCE SÉPARÉE ★ CAMÉRA A QUATRE PLUMBICONS ★ MONOCANAL DE CHROMINANCE

UNE CAMÉRA COULEUR MONOCOMMANDEE A CANAL DE CHROMINANCE UNIQUE, par R. Cahen. L'Onde Electrique SEP 1967 (pp. 1069 à 1073).

Après avoir rappelé les avantages et les inconvénients de la luminance séparée ainsi que l'intérêt d'employer le tube plumbicon dans la prise de vue couleur, les solutions propres à la caméra couleur CSF sont examinées.

Cette caméra à quatre plumbicons ne comporte que deux amplificateurs de voie, l'un pour le signal de luminance, l'autre pour l'ensemble des trois signaux de couleur multiplexés. Cette solution originale assurant une identité de traitement entre les trois signaux R, V et B évite les virages de couleur et l'altération des teintes neutres.

Pour faciliter le travail de l'exploitation, le pupitre de contrôle ne comporte qu'une seule commande. En effet le plumbicon, tube linéaire, permet un fonctionnement automatique d'iris, l'ouverture de l'objectif étant asservie au mélange non additif des trois signaux colorés. Il ne reste donc à contrôler que la commande gain-noir couplée pour assurer la pleine modulation du signal.

ILLUMINANT ★ RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION EN COULEUR ★ TÉLÉSPECTATEUR

L'ILLUMINANT ET L'AMBIANCE POUR UN RECEPTEUR DE TÉLÉVISION EN COULEUR, par P. Mouchel. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1041 à 1045).

Le récepteur couleur doit restituer les émissions noir et blanc comme un récepteur achrome. Cette compatibilité a imposé le choix de l'illuminant C, très bleu. Cette servitude est-elle désagréable pour le téléspectateur ? peut-il s'y adapter ? y a-t-il distorsion de la qualité des couleurs ?

L'auteur s'efforce d'apporter quelques éléments de réponse à ces questions.

FILM EN COULEURS ★ COLORIMÉTRIE ★ TÉLÉCINÉMA

LE FILM EN COULEUR ET SON UTILISATION A LA TÉLÉVISION, par R. Buffard. L'Onde Electrique. SEP 1967 (pp. 1046 à 1059).

L'exposé comprend trois parties principales. La première est consacrée à l'étude des propriétés colorimétriques spéciales des objets « film », d'après l'étude mathématique et physique des combinaisons de trois colorants. La seconde partie expose le problème de la reproduction fidèle du film à la télévision, en tenant compte des difficultés de l'analyse colorimétrique, du changement de blanc, du rendu des valeurs. Enfin la troisième partie aborde la question des corrections électroniques et de leur utilisation pour obtenir, en conjonction avec des films spéciaux, une restitution fidèle de la scène filmée.

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ COLORIMÉTRIE ★ APPORT DE L'ANALYSE NUMÉRIQUE ET DES ORDINATEURS

TÉLÉVISION EN COULEUR ET COLORIMÉTRIE : CONTRIBUTION DES MATHÉMATIQUES APPLIQUÉES ET TRAITEMENT SUR ORDINATEURS, par M.R. Glowinski. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1060 à 1068).

Cet article veut montrer la nécessité de l'utilisation des méthodes modernes de l'Analyse Numérique associées à l'emploi des ordinateurs pour résoudre les problèmes, assez complexes d'un point de vue mathématique, que peut poser le développement de la Télévision en couleur et l'étude de la Colorimétrie.

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ TUBE IMAGE COULEUR

UN NOUVEAU TUBE IMAGE POUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR, par P. Bonvalot. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1089 à 1093).

Après avoir rappelé brièvement les caractéristiques du tube-image à masque (shadow-mask) pour télévision en couleur et les inconvénients qui découlent de cette structure, l'auteur montre les avantages du remplacement du masque par une grille transparente aux électrons. Il décrit ensuite la réalisation d'un tel tube et donne divers résultats d'utilisation.

SUMMARIES OF THE PAPERS

ILLUMINANT ★ COLOUR TELEVISION RECEIVER ★ TV SPECTATOR

ILLUMINANT AND ENVIRONMENT FOR A COLOUR TELEVISION RECEIVER, by P. MOUCHEL. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1041 to 1045).

The colour receiver must restitute black and white broadcast like an ordinary achromatic receiver. This compatibility has driven to choose a very blue C illuminant. Is this necessity disagreable for TV spectator ? Can he adapt himself to it ? Is it colour quality distortion ?

Author tries to bring some response elements to these questions.

COLOUR FILM ★ COLOUR ANALYSIS ★ TELECINE

COLOUR FILM AND ITS USE FOR T.V., by R. BUFFARD. L'Onde Electrique SEP 1967 (pp. 1046 to 1059).

This paper is divided in three sections. The first one deals with the study of special colorimetric properties of the « film » object which are derived from mathematical and physical analysis of the combinations of three dyes.

The second part is about the problem of a good reproduction of colour films on a TV colour tube, taking into account such difficulties as trichromatic analysis, white changing and restitution of level values.

The third part, contains a survey of electronic corrections and of their use to obtain in conjunction with special films a true restitution of the original scene.

COLOUR TELEVISION ★ COLOUR ANALYSIS ★ NUMERICAL ANALYSIS AND COMPUTER CONTRIBUTION

COLOUR TELEVISION AND COLOUR ANALYSIS, APPLIED MATHEMATICS AND COMPUTER TREATMENT, by R. GLOWINSKI. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1060 to 1068).

This paper points out the necessity to use modern methods of numerical analysis associated with computers utilization to solve problems, intricate enough from the mathematical point of view, which is set by colour television development and colour analysis study.

COLOUR TELEVISION ★ TV COLOUR TUBE

NEW TV TUBE FOR COLOUR TELEVISION, by P. BONVALOT. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1089 to 1093).

The author states in brief the characteristics of the shadowmask tube for colour TV and its main drawbacks. He shows then the advantages of the replacement of the mask by a grid of much higher transparency to the electrons and after describing the new grid-type tube developed by CFT gives different operating results.

COLOUR TELEVISION EQUIPEMENT ★ ORTF ★ COLOUR TELEVISION STUDIOS ★ COLOUR TELEVISION CAMERAS

COLOUR TELEVISION EQUIPMENT OF THE OFFICE DE RADIODIFFUSION-TELEVISION FRANÇAISE (O.R.T.F.), by L. GOUSSOT. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1015 to 1026).

O.R.T.F. has observed colour television evolution in USA and the Service des Etudes Laboratories studied and compared several systems since 1957.

After the official choice of SECAM system in 1966, activity turns to exploitation mean equipment, particularly including three direct motion picture studios and adaptation of the network to colour.

Technical equipment of new studios is described. They are some new installation particularities, such as relative disposition of some functional devices and use of one basic signal for source synchronization.

Except cameras which are Dutch made but adapted to French ORTF standard, and temporary colour monitoring, all production center equipments are French made and agree to ORTF Services Techniques specifications.

COLOUR TELEVISION ★ FIDELITY OF COLOUR REPRODUCTION

FIDELITY OF TELEVISION COLOUR REPRODUCTION, by M. RÉMY, L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1029 to 1040).

In the first part of the paper, author studies what should be the better reproduction, in the conditions of TV picture observation.

In the second part, he explanes how the ideal purpose may be approached accounting for specific necessities and facilities of TV system.

TV COLOUR CAMERA ★ SEPARATED LUMINANCE CAMERA ★ FOUR PLUMBICONS CAMERA ★ ONE CHROMINANCE CHANNEL

SINGLE-CONTROL COLOUR CAMERA WITH ONE CHROMINANCE CHANNEL, by R. CAHEN. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1069 to 1073).

The author recalls advantages and disadvantages of separated luminance so that advantage to use plumbicon tube for colour recording, he investigates solutions peculiar to C.S.F. colour camera.

This four plumbicon camera has two channel amplifiers, the one for luminance signal, the other for the whole three multiplexed colour signals. This original solution ensuring the same treatment between the three R, G and B signals avoids colour distortions and neutral tint change.

In order to facilitate exploitation work, the command desk includes only one command. Indeed, plumbicon linear tube allows an iris automatic functioning, objectif aperture being connected to non additive mixing of the three coloured signals. It only remains to command the coupled black-gain control to ensure the full signal modulation.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ANALYSEURS DE DIAPOSITIVES ★ TÉLÉCINÉMAS ★ TÉLÉVISION EN COULEUR

ANALYSEUR DE DIAPOSITIVES T.H.T. 2100 ET TÉLÉCINÉMAS T.H.T. 2300 ET TH.T. 2301 POUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR, par M. FAVREAU. L'Onde Electrique. SEP 1967 (pp. 1074 à 1088).

L'auteur présente un analyseur de diapositives et un nouveau télécinéma pour la télévision en couleur, fonctionnant sur le principe Flying-Spot. Les différents principes d'analyse sont discutés ainsi que les diverses solutions mécaniques envisagées pour les télécinémas.

Parmi les différents problèmes, sont traités principalement :

— L'adaptation des séparateurs trichromes aux optiques à grande ouverture.

— La sensibilité et le rendement optimal des photomultiplicateurs.

— La correction de gamma.

— Le fonctionnement en cinémascope.

— L'amélioration de la fixité par l'utilisation d'un nouveau principe de défilement du film, basé principalement sur l'isolement des couples variables des bobines et tendeurs divers, de l'entraînement principal à haute stabilité.

TÉLÉVISION ★ COULEUR ★ SECAM

OPTIMALISATION DES PARAMÈTRES DU SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEUR S.E.C.A.M., par J. FAGOT. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1094 à 1110).

On trouvera, dans cet article, les raisons du choix des valeurs numériques adoptées pour les paramètres du système SECAM définitif dit « optimalisé ».

Un rappel des principes SECAM donne l'occasion de préciser quels sont les divers paramètres en cause, qui se rapportent à la transmission des deux composantes de chrominance et qui sont, en résumé :

— les lois de préaccentuation et désaccentuation video,

— les lois de cloche et de mise en forme,

— les valeurs attachées à la modulation F.M. de la sous-porteuse par les deux composantes sus-nommées.

Un premier examen du problème permet de choisir les lois des deux catégories énoncées (préaccentuation et cloche) et de confirmer le caractère de complémentarité par rapport à celles-ci de la désaccentuation et de la mise en forme, respectivement.

On examine ensuite l'influence des paramètres de la modulation F.M. liés à la chrominance « rouge » sur les performances de bruit. Ceci permet de fixer les valeurs numériques les plus favorables relatives à cette modulation.

Les caractéristiques associées à la modulation pour la voie « bleue » sont alors déterminées plutôt pour des raisons de compatibilité.

Enfin, la transmission des transistoires est étudiée avec les paramètres fixés. Elle est nettement améliorée.

On note finalement que le choix de tous les paramètres n'a pas eu d'influence sur les performances de base du SECAM qui demeurent :

— la bonne résistance du système à l'amplitude et à la phase différentielle.

— son enregistrement magnétique très facile.

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ SYSTÈME SECAM ★ CODAGE ET DÉCODAGE

CODEUR ET DÉCODEUR POUR LE SYSTÈME SECAM, par G. MELCHIOR, L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1111 à 1115).

Un système de Télévision en couleur est caractérisé par le procédé de codage qui est appliqué aux trois signaux primaires résultant de l'analyse trichrome afin de permettre leur transmission de façon satisfaisante et notamment d'assurer la compatibilité du système. Cette opération est effectuée en associant dans les studios un « codeur » à chaque source de signaux d'images en couleurs. Le « décodeur » qui accomplit la fonction inverse et permet de restituer les trois signaux primaires est utilisé pour contrôler le fonctionnement des codeurs. L'article donne le principe des circuits permettant d'effectuer un codage conforme aux normes du SECAM et indique un mode de réalisation pour le décodeur correspondant.

DISTORSION ★ PHASE DIFFÉRENTIELLE ★ TÉLÉVISION EN COULEUR SECAM

DISTORSION PAR PHASE DIFFÉRENTIELLE DANS LE SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEUR SECAM, par Z. SOBOTKA. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1116 à 1123).

Dans le système SECAM, la distorsion due à la phase différentielle se manifeste lors des transitions de luminance, l'importance de cette distorsion étant inversement proportionnelle à la durée de ces transitions, si l'on néglige, dans le décodeur, les filtres que traverse le signal de chrominance.

Pour les transitions de luminance brèves, les corrections HF et vidéo agissent dans une mesure importante pour diminuer la distorsion.

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ CAR DE REPORTAGE ★ CHOIX DU MÉLANGEUR TRUQUEUR

LE PREMIER CAR DE REPORTAGE DE TÉLÉVISION EN COULEUR, par L. MIGNOT. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1129 à 1134).

Pour compléter les expérimentations en studio, un car de reportage était nécessaire pour connaître les difficultés qui se rencontreraient en « extérieur ».

Une disposition des matériels différente de celle des cars de reportage pour la télévision achrome, a été adoptée pour tenir compte des impératifs de l'exploitation en couleur. Une description du véhicule est donnée.

Les raisons qui ont conduit au choix d'un mélangeur truqueur fonctionnant avec les signaux des trois primaires Rouge, Verte et Bleue, sont exposées. Le schéma de la partie video est décrit.

Ce véhicule a permis de déterminer la structure des futurs cars de reportage et les conditions d'exploitation en extérieur. Il constitue actuellement l'un des moyens de production qui participent à la préparation des premières émissions couleur qui seront diffusées.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

COLOUR TELEVISION ★ SECAM SYSTEM ★ CODING AND DECODING

CODER AND DECODER FOR THE SECAM SYSTEM, by G. MELCHIOR. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1111 to 1115).

A colour Television system is characterized by the coding process applied to the three primary signals, which result from the trichrome analysis, in order to allow a satisfactory transmission thereof while insuring the compatibility of the system. This process is achieved by associating in the studios a « coder » to each source of color image signals. A « decoder », which effects the inverse function and allows to restore the three primary signals, is utilized for controlling the operation of the coders. The article gives the principle of the circuits which permit to effect a coding in accordance with the SECAM standard and indicates a mode of embodiment for the corresponding decoder.

SLIDE SCANNER ★ TELECINE ★ COLOUR TELEVISION

THT 2100 SLIDE SCANNER AND THT 2300, THT 2301 TELECINE FOR COLOUR TELEVISION, by M. FAVREAU. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1074 to 1088).

The author presents a slide scanner and a new Telecine for color T.V. operating to the Flying-Spot principle.

The various scanning principles are discussed as well as the various mechanical solutions contemplated for Telecine equipment.

Among the various problems are the following :

— Matching of trichrome beam splitters to wide operature lenses

— Sensitivity and maximum efficiency of photomultipliers

— Gamma correction

— Cinemascope operating capability

— Steadiness improvment by the use of a new film threading principle based mainly upon isolation of spools and stretchers variable torques from the high stability main continuous drive.

DISTORTION ★ DIFFERENTIAL PHASE ★ SECAM COLOUR TELEVISION

DIFFERENTIAL PHASING DISTORTION IN COLOUR TELEVISION SYSTEM, by Z. SOBOTKA. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1116 to 1123).

Within SECAM system, distortion resulting from the differential phase appears during the luminance transitions, importance of this distortion being in inverse ratio to transition duration, if, in the decoder, filters crossed by chrominance signal are neglected.

For brief luminance transitions, RF and video corrections consequently operate to reduce distortion.

TELEVISION ★ COLOUR ★ SECAM

PARAMETER OPTIMIZATION FOR SECAM TV COLOUR SYSTEM, by J. FAGOT. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1094 to 1110).

This paper gives the reasons of numerical values chosen for parameters of the final SECAM system called « optimizated ».

By this way, SECAM principles are recalled with diverse interested parameters connected with transmission of two chrominance components :

— Video preaccentuation and desaccentuation laws

— Bell and shaping laws

— Values connected to sub carrier FM modulation by the two preceding components.

A first examination allows to choose laws of these two categories (preaccentuation and bell) and to confirm complementarity character in comparison respectively with these of desaccentuation and shaping.

Influence of FM modulation parameters connected with « red » chrominance upon the noise performances are then examinated. That allows to establish numerical values, the most adapted to that modulation.

The characteristics associated to the modulation for the « blue » channel are then determined rather for compatibility reasons. Finally, transient transmission is studied with determined parameters, and is plainly improved.

To conclude, the choice of all these parameters has no influence upon basic SECAM performances which are :

— good resistance of the system against amplitude and differential phase,

— its very easy magnetic recording.

COLOUR TELEVISION ★ O.B. TELEVISION VAN ★ CHOICE OF MIXING AND EFFECTS EQUIPEMENT

THE FIRST O.B. COLOUR TELEVISION VAN OF THE O.R.T.F., by L. MIGNOT. L'Onde Electrique SEP 1967 (pp. 1129 to 1134).

In order to complete the studio tests, an O.B. van was required in order to appreciate the difficulties encountered on exteriors.

Compared to the O.B. vans used in Black and White television, a new lay-out of the equipment was evolved in order to take into account the necessities for colour exploitation. A detailed description of the contents of the van is given.

Reasons are given which led to the choice of a Mixing and Effets equipment working the signals of the three primaries red, green and blue. The diagram of the video section is described.

This van made it possible to work out the arrangement of future O.B. vans and the exploitation conditions for exteriors. It is now part of one of the production resources which will be used in the launching of the first colour transmissions.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (fin)

TÉLÉVISION EN COULEUR ★ MAGNÉTOSCOPES

L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION EN COULEUR, par C. AKRICH. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1124 à 1128).

La conception des magnétoscopes récents est donnée par la recherche de solutions adaptées à la reproduction correcte des signaux de télévision en couleur et en particulier du système qui présente les plus grandes difficultés en la matière, à savoir le système N.T.S.C. Les efforts se sont développés dans deux directions : d'une part l'amélioration des qualités de transmission de la chaîne traitant le signal codé, d'autre part la mise au point de dispositifs nouveaux complétant les systèmes d'asservissement.

TÉLÉVISION COULEUR SECAM ★ ORTF ★ SIGNAUX TEST ★ MESURE ET CONTROLE VIDEO ★ INTERPRÉTATION DES DISTORSIONS

LA TECHNIQUE DES SIGNAUX TEST ET LE CONTROLE OU LA MESURE DES CARACTÉRISTIQUES VIDEO DU RÉSEAU DE L'O.R.T.F., par Y. GUINET. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1135 à 1142).

On décrit quelques unes des possibilités offertes par la méthode de mesure et de contrôle video à l'aide de signaux test. On décrit succinctement les signaux utilisés sur le réseau de l'Office, leur utilisation et la façon d'interpréter leurs distorsions de forme.

CENTRE DE DIFFUSION DE LA DOCUMENTATION SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE FRANÇAISE AU QUÉBEC

Au début de 1964, dans le cadre de dispositions arrêtées par les services officiels français et québécois, une convention a été conclue entre l'ASTEF, 64, rue Pierre-Charron, Paris, et le Ministère de l'Education du Québec, dans le but de développer la coopération technique, économique et industrielle entre la France et le Québec.

Le Centre de Diffusion de la Documentation Scientifique et Technique Française au Québec, constitué en « Corporation » sans but lucratif, selon la troisième partie de la loi sur les Corporations du Québec, a été créé dans le cadre de cette convention.

Ce Centre, animé par un ingénieur assisté d'une documentaliste, français, a pour but essentiel d'informer les milieux québécois intéressés sur les techniques, les matériels et les réalisations françaises et réciproquement.

Il ne s'agit pas d'un organisme statique se bornant à mettre à la disposition de ses visiteurs des collections de livres et de revues. Son rôle fondamental est de mieux faire connaître les possibilités offertes par l'ensemble des branches techniques de l'économie française.

Des réunions et conférences techniques s'y déroulant périodiquement, au cours desquelles sont projetés des films cinématographiques, sont l'occasion d'échanges très intéressants et permettent aux participants de connaître plus précisément les techniques françaises.

Pour tous renseignements, vous pouvez adresser le courrier à M. E. GIROLLET, *Directeur du Centre de Diffusion de la Documentation Scientifique et Technique Française au Québec*, 2815, Maplewood, MONTRÉAL 26, P.Q.

SUMMARIES OF THE PAPERS (the end)

SECAM COLOUR TELEVISION ★ ORTF ★ TEST SIGNALS ★ VIDEO MEASUREMENT AND COMMAND ★ DISTORTION INTERPRETATION

TEST SIGNALS TECHNICS AND COMMAND OR MEASUREMENT OF VIDEO CHARACTERISTICS IN ORTF NETWORK, by Y. GUINET. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1135 to 1142).

One describes some possibilities allowed by the video command and measurement method with test signals operating on Office network. Their utilization and how analyse their shape distortion are shortly described.

COLOUR TELEVISION ★ TV RECORDER

MAGNETIC RECORDING OF COLOUR TELEVISION SIGNALS, by C. AKRICH. L'Onde Electrique, SEP 1967 (pp. 1124 to 1128).

Conceiving of recent TV recorders is given by searching of solutions adapted to accurate reproduction of colour television signals and particularly to the system presenting the greatest difficulties in the matter, that is to say : NTSC system. Works have been developped in two directions. At first, improvement of transmission qualities for network operating on the coded signal, second, the tuning of new devices completing slave systems.

Il est fréquent de voir le mot "**couleur**" dans l'expression "**télévision en couleur**" écrit au pluriel et non au singulier.

La Norme Française NF-C01-066 d'août 1965 publiée par le Comité Electronique Français, prescrit le singulier pour l'expression

TÉLÉVISION EN COULEUR

dont le numéro de classification est 66-15-030.

Il y a donc lieu de se conformer à cette norme.

Dans la section 66-15 E de la Norme, on verra aussi les termes particuliers relatifs à cette technique.

L'ÉQUIPEMENT DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR à l'O.R.T.F.

par M. L. GOUSSOT

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur Général à l'O.R.T.F.

1. Les études sur la télévision en couleur

Le Service des Etudes de l'O.R.T.F., en conséquence même de sa mission, s'est intéressé à la télévision en couleur depuis que cette technique s'est révélée exploitable par les travaux remarquables menés aux ETATS-UNIS entre 1950 et 1955, mais ce n'est vraiment qu'à partir de 1957 que des travaux de laboratoire ont été abordés en participant aux expériences de M. Georges VALENSI, du professeur BOUTRY et de M. Henri de FRANCE. Le Colloque sur la télévision en couleur tenu à Paris en 1957 a fait le point de ces recherches. Pour la R.T.F. il s'agissait alors d'étudier un système en couleur à 819 lignes et des essais sur le système NTSC et le système séquentiel simultané ont été ainsi effectués avec une sous-porteuse de chrominance située entre 7 et 8,5 MHz.

La décision prise en 1959 d'utiliser le système à 625 lignes pour la télévision en bandes IV et V et de limiter l'application de la couleur à ce seul système, a permis au laboratoire de se reconvertir et de reprendre des études plus facilement comparables aux travaux effectués dans les laboratoires étrangers. Le laboratoire a alors participé directement aux études internationales en examinant à fond successivement les diverses variantes du système SECAM, système proposé en 1961 dans sa version I puis évoluant, en fonction des critiques et des améliorations technologiques possibles, en versions II, III, III A, III B, cette dernière version ayant été finalement retenue. Il a étudié parallèlement le système PAL, le système NTSC, qui a toujours servi de système de référence, et, en début de 1965, le système dit SECAM IV ayant son origine en U.R.S.S. (système NIIR) en le poussant jusqu'à la réalisation de prototypes reproductibles en série. Le laboratoire a ainsi étudié plus ou moins complètement 14 systèmes et variantes différentes et l'expérience ainsi acquise a pu servir à la mise au point parallèle des équipements techniques d'exploitation ayant la qualité voulue pour transmettre le signal de télévision en couleur.

C'est à l'occasion de la transistorisation générale des équipements videofréquence qu'un premier travail fondamental a été effectué en vue de la transmission de la couleur en donnant aux organes de distribution et de commutation des caractéristiques techniques de haute performance valables pour la couleur. Progressivement les centres de production

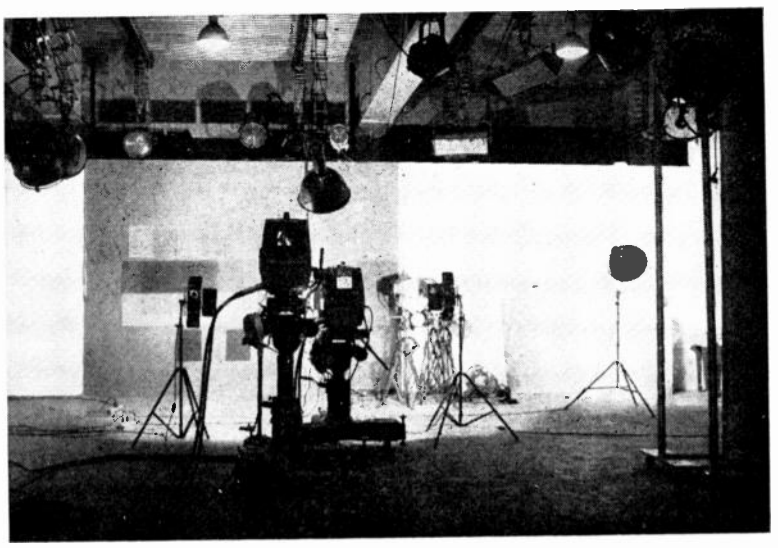


FIG. 1. — Le plateau du studio expérimental du service des études.

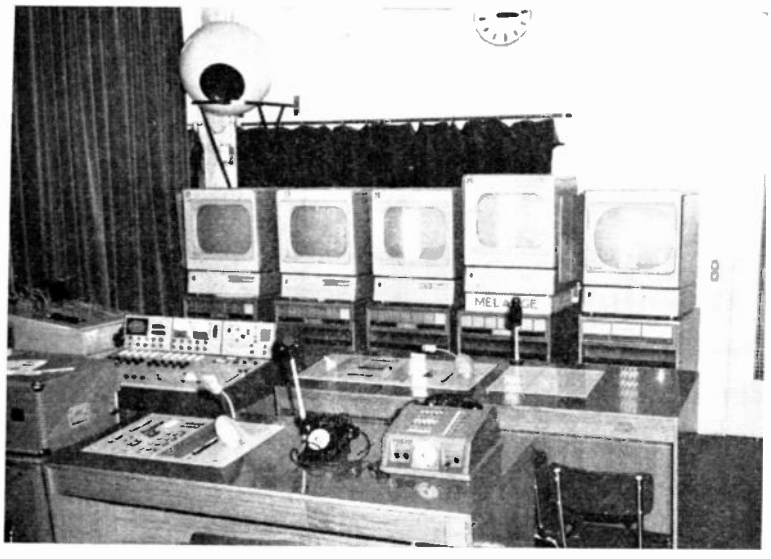


FIG. 2. — La régie du studio expérimental du Service des études.

de l'O.R.T.F. se sont modernisés et cette évolution, faite dans le cadre de la télévision en noir et blanc, permet aujourd'hui de limiter l'équipement de la télévision en couleur aux seuls organes, sources et contrôles, particuliers à la couleur, en n'apportant que des adaptations mineures au réseau complexe de distribution et de commutation.

Cependant l'avènement de la couleur à l'O.R.T.F. a pris son aspect spectaculaire par la décision de mettre en place les équipements de production afin d'introduire des programmes de télévision en couleur dans le programme général de la 2e chaîne, en 625 lignes, à partir d'octobre 1967.

Dès le début de 1966, cette étape de l'équipement a commencé par les commandes du matériel fondamental — cameras, télécinémas — et l'étude générale de l'équipement des studios de prise de vue directe et des cars de reportage spécialisés pour la couleur (fig. 1 et 2).

2. La phase de l'exploitation expérimentale

Le Service des Etudes a fait l'expérience des premiers équipements de télévision pour poursuivre ses travaux de comparaison sur les systèmes et pour aborder l'étude de la prise de vue en studio. Dès 1964, il a pu utiliser l'une des premières cameras PHILIPS à trois tubes « Plumbicon » alors que ce tube n'avait pas encore assuré le succès que nous lui connaissons maintenant. En 1965, l'équipement a été porté à trois cameras associées à un plateau de studio nouveau de 150 m², plus facilement exploitable que le très petit studio de 100 m² qui servait aux premières expériences. Cet ensemble est complété par les organes normaux de contrôle et de mélange d'un studio, mélangeur traitant les trois signaux RVB en parallèle avant codage afin d'être indépendant du système de codage. C'est donc un studio presque normal qui, depuis le milieu de 1966, a été mis en exploitation, avec le personnel et les moyens artistiques et de décoration normaux des Services d'exploitation de l'O.R.T.F. En l'absence d'émissions, les programmes traités par ce studio sont enregistrés sur bande magnétique par deux magnétoscopes RCA TR4 associés au studio.

L'exploitation actuelle de ce studio poursuit plusieurs objectifs :

— L'enregistrement de programmes qui seront diffusés à la fin de 1967 ;

— L'entraînement des équipes techniques et artistiques qui font ainsi connaissance avec les particularités de la prise de vue directe en couleur ;

— La poursuite des études concernant l'éclairage, les décors, les mesures utiles sur les équipements.

Cette expérience pratique complète ainsi la formation théorique et pratique qui est donnée au Centre de Formation du Personnel de l'O..T.F.

Le studio expérimental comporte également un ensemble de télécinémas composé en 1965 de deux dédouleurs 35 mm et d'un dérouleur 16 mm construits par RANK-CINTEL. Ce centre sert également pour les essais techniques des équipements qui sont commercialisés depuis cette date, les télécinémas de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON et le nouveau dérouleur 16 mm de la Société FERNSEH.

Ce matériel est exploité, lui aussi, dans le triple but de produire des émissions expérimentales, de former le personnel et de poursuivre les études sur les équipements et les films.

L'expérience est non moins indispensable dans le domaine particulier de la prise de vue directe en extérieur, pour les reportages. La technique d'exploitation comme les particularités de la lumière diffèrent sensiblement des conditions de l'exploitation en studio. C'est dans ce but qu'un car de reportage à trois cameras a été étudié et réalisé en 1965-1966 et a été mis en exploitation dès juin 1966. Ce car sert à l'entraînement des équipes techniques du Service des Reportages depuis 6 mois et participe à certaines émissions.

3. L'équipement des centres vidéofréquence de l'O.R.T.F. — organisation générale

La production normale de programmes de télévision en couleur demande l'adaptation à la couleur de certaines parties des centres video fréquence de l'O.R.T.F. et, dans la phase actuelle, des centres de Paris.

Avant d'en décrire les détails, il est utile de rappeler l'organisation des centres video de PARIS.

La figure 3 en donne le schéma d'ensemble. On y reconnaît deux centres principaux :

— Le Centre A. LELLUCH, rue Cognacq-Jay, qui a été le premier centre important de la télévision. Il comprend quelques studios principalement affectés aux émissions d'actualité et des *Cabines de Programme*, association d'un local de contrôle de commutation et d'un studio de présentatrice, qui assu-

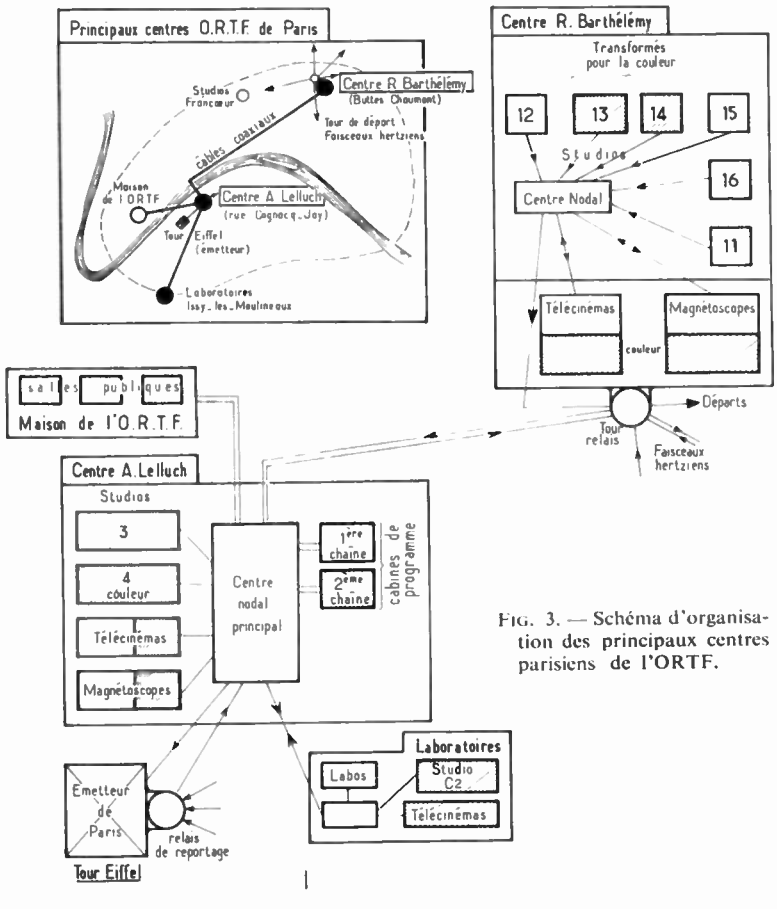


FIG. 3. — Schéma d'organisation des principaux centres parisiens de l'ORTF.

rent la formation des programmes dans leur continuité quotidienne. Ce centre, par sa fonction de formation des programmes, comprend un important *Centre Nodal* qui associe les équipements centraux de synchronisation et les grilles de commutation permettant l'orientation des diverses sources. C'est le centre principal de commutation de l'O.R.T.F. Les signaux video venant de province ou partant vers les émetteurs aboutissent également à ce Centre Nodal.

— Le Centre R. BARTHÉLEMY, dans le quartier des Buttes-Chaumont est le groupe le plus important de studios de prise de vue directe et de fabrication des programmes artistiqtes de l'O.R.T.F.

— A ces deux centres s'ajoute : Le Centre FRANCŒUR et Moulin de la Galette, comprenant trois studios.

De nombreuses liaisons, par câbles coaxiaux et par faisceaux hertziens les réunissent entre eux.

Il faut ajouter également à ces centres principaux, le groupe des salles de spectacle-studio de la Maison de l'O.R.T.F. et le centre du Service des Etudes en périphérie de PARIS à ISSY-LES-MOULINEAUX.

La Tour Eiffel est le centre émetteur de Paris, mais reçoit aussi les équipements de faisceaux hertziens mobiles associés aux liaisons de reportage de la région parisienne.

L'O.R.T.F. utilise également plusieurs studios pour le tournage de films, mais ces studios ne sont pas équipés pour la prise de vue directe en télévision.

Dans cet ensemble, la première étape de la transformation pour la production des programmes en couleur, étape en cours de réalisation, comporte :

— l'équipement de deux studios au Centre R. BARTHÉLÉMY, les studios 13 et 14 dont l'équipement technique, en noir et blanc, est remplacé par l'équipement en couleur :

— l'équipement d'un studio (4) et d'une cabine de programme (2e chaîne) au centre A. LELLUCH.

Dans chacun de ces centres sont également installés des télécinémas en couleur 35 mm et 16 mm et des magnétoscopes adaptés à la couleur.

A l'occasion de la réorganisation du centre R. Barthélemy, réorganisation consécutive à l'installaion de nouveaux sudios en couleur, les principes généraux de l'organisation technique du centre ont été modifiés.

3.1 CONCEPTION GÉNÉRALE DE L'EXPLOITATION TECHNIQUE DES STUDIOS DE PRISE DE VUE DIRECTE

L'organisation technique de l'équipement est liée aux fonctions des personnes chargées de produire le programme. On peut distinguer deux groupes :

1. Les personnes qui ont une *action artistique directe* et agissent en fonction du programme et de son évolution artistique et technique. Il s'agit en effet d'adapter à chaque instant la prise de vue à l'action et obtenir d'une part, sur le plan artistique, le meilleur découpage ; d'autre part, sur le plan technique, la meilleure qualité de l'image.

2. Les personnes qui ont une *action technique de contrôle* du bon fonctionnement du matériel et en particulier des réglages de la chaîne avant l'émission.

On a reconnu sans difficulté que le travail purement artistique du studio est très peu influencé par la couleur. La « mise en page » de l'émission est la même et la télévision en couleur n'entraîne aucune restriction technique dans la conception du montage électronique.

L'équipe qui collabore à cette production comprend en principe, pour la couleur comme pour le noir et blanc :

1. *Le chef d'émission* qui supervise le découpage et coordonne les liaisons avec les sources extérieures au studio.

2. *Le réalisateur* qui, placé devant le pupitre de commutation, assure le découpage et les enchaînements entre les sources en donnant des ordres aux cameramen.

3. *L'aide-réalisateur* peut seconder le réalisateur et s'occuper en particulier des effets spéciaux.

4. *La script-girl*, éventuellement.

5. *Le preneur de son* qui s'occupe du réglage des sources sonores.

6. *L'opérateur son* qui s'occupe des sources sonores enregistrées (disque ou magnétophone).

7. *Le chef éclairagiste* qui, du pupitre de commande de l'éclairage, contrôle l'évolution de la lumière sur le plateau et commande éventuellement l'activité de quelques éclairagistes réglant les projecteurs.

Alors que les équipements de prise de son n'ont besoin d'aucun réglage autre que les contrôles fonctionnels de niveau, de corrections volontaires ou de commutations, tous contrôles liés au programme, les équipements de camera sont d'un réglage plus délicat. C'est sur cet aspect de l'exploitation qu'il y a une évolution depuis quelques années.

Dans la conception des équipements de télévision en noir et blanc mis en exploitation entre 1950 et 1960, l'équipe technique vidéo se composait de la manière suivante :

● Sur le plateau :

— *N cameramen*, un cameraman par caméra, assurant le travail artistique de cadrage de l'image et le travail technique de mise au point de l'image,

— N aides « *cablemen* » pour le déplacement des caméras.

Le développement de la technique n'a changé en rien les fonctions de ces personnes.

● Pour les équipements video :

1 — Un *chef d'équipement* qui a la responsabilité générale du bon fonctionnement du matériel et de l'exécution du travail de réglage en cours d'émission,

2 — *N opérateurs de voies*, un *opérateur par caméra*. Le travail de cet opérateur présente alors deux aspects. Il assure les réglages de la voie avant l'émission pour fournir la meilleure image possible et, en cours d'émission, il retouche certains réglages, qui devraient normalement ne pas être modifiés, mais qui demandent *en pratique* une telle retouche du fait de l'instabilité des circuits sur plusieurs heures de fonctionnement ou la trop faible marge d'action des réglages normaux d'exploitation vis-à-vis des variations d'éclairage du plateau.

L'opérateur de voie a cependant pour principal travail le contrôle du signal vidéo en cours d'émission. Il s'agit d'adapter l'électronique au sujet télévisé en jouant sur quelques paramètres, limités, qui sont :

— le *diaphragme de l'objectif* agissant en contrôle de gain mais influençant le « centrage » du flux lumineux sur la caractéristique du tube analyseur, réglage important en particulier pour les tubes image-orthicon. Ce réglage a ainsi une action sur la prise de vue artistique en agissant sur la profondeur de champ.

— le *gain vidéo de la chaîne*, qui permet un réglage plus simple du niveau vidéo de sortie mais agit en réglage fin vis-à-vis du réglage précédent,

— le *niveau du noir* qui assure le réglage du contraste effectif optimal de l'image reproduite,

— *les corrections de tache* (éventuellement).

On voit ainsi que ce travail est complexe. Tous ces réglages sont accessibles sur la face avant du caisson de voie qui ne fait pas réellement de distinction entre les réglages « normaux » d'exploitation et les réglages de conditionnement de l'équipement.

Les voies d'équipement sont donc placées dans la salle d'équipement sous le contrôle direct du chef d'équipement et en relation étroite avec la régie artistique.

Les progrès technologiques dans la construction des équipements de prise de vue directe ont entraîné une amélioration très importante de la stabilité des réglages de conditionnement des voies. Lorsque ce travail de réglage a été fait correctement en début de journée, de préférence sur mires, il est inutile de retoucher les réglages en cours d'émission. Il apparaît même nuisible de modifier certains de ces réglages en vue de réaliser une correction ou un effet anormal car le retour au réglage optimal est aléatoire. La constance de la qualité de l'image produite est une conséquence de cette stabilité.

Il ne reste donc à la disposition de l'opérateur de voie en cours d'émission, que les trois réglages normaux diaphragme - gain - niveau du noir. Les réglages sont devenus plus aisés et l'expérience a montré qu'un seul opérateur peut facilement assurer le réglage de deux à quatre caméras. Le travail de réglage par un opérateur unique présente un autre avantage, l'assurance d'un meilleur équilibre de l'apparence des images des diverses caméras. L'opérateur donne ainsi une certaine personnalité au réglage des signaux, ce qui n'est pas sans importance sur la qualité de l'émission.

Pour donner le maximum de confort à ce travail, les commandes utiles des voies ont été rassemblées sur un petit bloc indépendant et les N blocs des N caméras sont placés côte à côte sur un pupitre devant les récepteurs de contrôle et les oscilloscopes de profil correspondant. Tout le travail de l'opérateur est concentré sur le réglage optimal de l'image tant en ce qui concerne le niveau du signal vidéo (1 V crête à crête) que le contraste (par le niveau du noir). Cet opérateur travaille alors en liaison directe avec le chef éclairagiste et c'est l'association de ces deux personnes qui assure la bonne qualité de l'image produite.

Dans ces conditions, le travail purement technique de réglage des voies devient différent du précédent à la fois dans le temps (réglage hors émission) et dans sa technicité (paramètres plus délicats à régler, optimalisation intelligente des réglages). Un seul opérateur est suffisant pour ce travail et il n'est pas nécessaire que le matériel soit placé dans la salle d'équipement des studios. L'évolution du matériel en noir et blanc conduit donc à centraliser les voies d'équipement dans un local unique, essentiellement technique, dans lequel le travail n'est pas associé étroitement à l'action artistique sur les plateaux. Par contre, le maintien de la qualité des équipements est assuré par un personnel hautement spécialisé.

WRH

Cette amélioration technologique dans la stabilité des caractéristiques des équipements vidéo est vraie aussi pour les équipements annexes, distributeurs, mélangeurs, etc... Tout ce matériel devient passif vis-à-vis du personnel d'exploitation et sa surveillance prend l'aspect d'une maintenance périodique organisée. Il y donc tout intérêt à centraliser ce matériel pour faciliter cette surveillance.

On peut encore remarquer qu'une telle centralisation entraîne une diminution sensible des longueurs des câbles transportant les signaux d'image destinés à l'antenne ce qui améliore encore la qualité du produit fini.

Pour illustrer cette évolution, on a représenté sur les figures 4 et 5 une vue schématique de l'organisation des studios avant et après cette modification des principes d'exploitation de la télévision en noir et blanc.

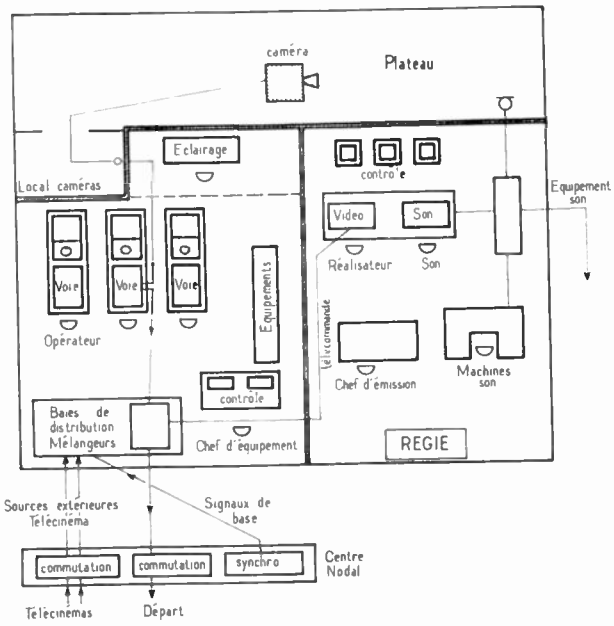


FIG. 4. — Organisation technique des studios de prise de vue directe en noir et blanc (disposition ancienne).

3.2. CONCEPTION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉVISION EN COULEUR

La télévision en couleur apparaît dans le cadre de cette évolution en posant à nouveau le problème du choix entre les deux solutions précédentes.

Dans son principe, la solution moderne du noir et blanc peut être appliquée à la couleur en admettant que les voies d'équipement des caméras ont une stabilité suffisante pour permettre un réglage préalable indépendant de la prise de vue artistique du programme. Cette solution a aussi pour avantage de spécialiser le technicien chargé du réglage préalable des voies, réglage beaucoup plus délicat qu'en noir et blanc puisqu'il comporte, en particulier, le réglage de superposition des trois images primaires de la caméra.

Si les réglages de la voie sont stables, les réglages en exploitation sont les mêmes qu'en noir et blanc,

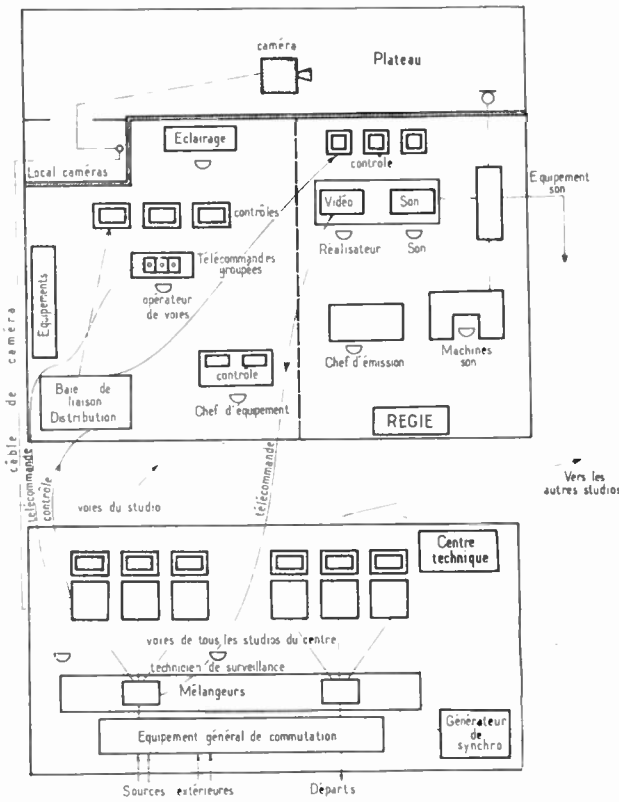


FIG. 5. — Organisation technique des studios de prise de vue directe en noir et blanc (disposition nouvelle).

diaphragme, gain général et le travail présente un aspect à la fois technique mais simple et artistique par la bonne interprétation de l'équilibrage général de l'aspect global des images des diverses caméras. C'est donc, avec un peu plus de qualité, le travail normal demandé à l'opérateur de voie en noir et blanc.

Cependant, la stabilité des réglages des équipements de couleur est encore un peu incertaine et il est prudent de réserver les temps d'arrêt entre prises de vues pour un contrôle des réglages sur mires.

Pour ces raisons, la solution adoptée pour les premiers studios équipés en couleur à l'ORTF, les studios 13 et 14 du centre R. BARTHÉLEMY, est un compromis.

La salle d'équipement associée à la régie est organisée comme pour la télévision en noir et blanc. Les voies d'équipement couleur possèdent un bloc de télécommande des réglages d'exploitation et ces blocs sont placés sur un pupitre devant des récepteurs de contrôle et des oscilloscopes de profil. Un seul opérateur contrôle deux ou quatre caméras. Contrairement au cas du noir et blanc, l'équilibrage des images des diverses caméras est réalisé en utilisant le même récepteur de contrôle, ce qui évite les erreurs dues à des réglages différents des récepteurs en couleur. Un clavier de sélection permet d'alimenter ce récepteur par le signal de chacune des sources. Un autre récepteur en couleur donne l'image retenue (finale).

Sur les récepteurs associés à chacune des caméras, l'image donne la présence de la prise de vue mais

le réglage technique et artistique n'est pas conditionné par cette image.

Les voies d'équipement sont rassemblées avec les équipements annexes de mélange, de distribution et de contrôle technique, dans une pièce différente, au niveau du plateau du studio pour faciliter la liaison avec les caméras et reliée à la salle d'équipement par un escalier direct. Ainsi, tout en étant indépendantes, ces deux salles techniques sont en relation facile.

Le travail technique sur les voies d'équipement est a priori semblable à celui qui est demandé aux techniciens des équipements centralisés du noir et blanc. Mais les voies de couleur sont beaucoup plus exigentes et le travail de réglage sera journalier avec une surveillance constante en cours d'émission et, peut-être, des retouches. L'expérience seule permettra d'apprécier l'importance réelle des déréglages qui apparaîtront.

La figure 6 montre le schéma de la disposition prise pour les premiers studios de télévision en couleur.

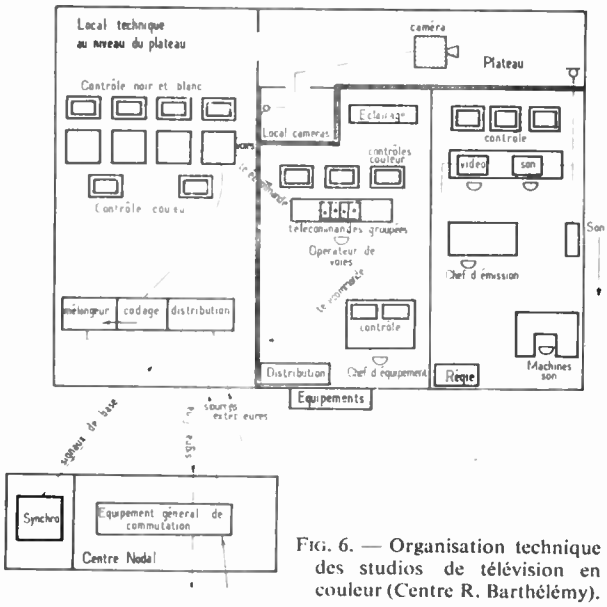


FIG. 6. — Organisation technique des studios de télévision en couleur (Centre R. Barthélémy).

3.3. EQUIPEMENT TECHNIQUE D'UN STUDIO EN COULEUR

La conception d'ensemble de l'équipement technique du studio de télévision en couleur n'est pas essentiellement différente de celle d'un studio en noir et blanc et tous les organes de distribution et de commutation, à l'exception du commutateur-mélangeur dont la conception est influencée par le système de codage SECAM, sont identiques à ceux qui sont utilisés en noir et blanc.

Le plan général de la figure 7 montre l'organisation technique de ce studio. On a souligné dans ce schéma général les appareils qui sont spécialisés pour la couleur, caméras, moniteurs couleur, codeurs et décodeurs, mélangeur, appareils de mesure. Précisons quelques aspects particuliers de cette installation.

3.3.1. *Equipement du plateau*

Les studios 13 et 14 ont été équipés initialement pour fonctionner avec des caméras à supericonoscopes (photicons) de sensibilité moyenne et il se trouve ainsi que la puissance d'éclairement installée reste valable pour la couleur qui, avec la caméra à 3 plumbicons et le système SECAM, demande un éclairement de la scène de 1 500 à 3 500 lx.

La puissance installée dans ces studios qui ont respectivement 330 m² (sudio 13) et 600 m² (studio 14), est de l'ordre de 800 W/m². Le problème qui se pose actuellement concerne la normalisation de la température de couleur des projecteurs et le type de source lumineuse. Il semble que l'on tende vers une température de couleur de 3 000 à 3 200 °K et que les lampes à iode ont beaucoup de chance de remplacer ou de compléter les lampes normales. Le problème de l'éclairage, des décors, du choix des couleurs, des limites utiles de réflectance est actuellement étudié au studio expérimental d'ISSY-LES-MOULINEAUX et une technique de la prise de vue en studio commence à se préciser.

3.3.2. *Equilibrage des images*

Il apparaît bien que l'un des problèmes les plus délicats de la production des programmes en couleur concerne le réglage des sources tel que, dans leur succession, toutes les images aient même apparence moyenne.

Il est difficile d'éviter qu'une image en couleur possède une teinte générale de nuance (bleue ou rouge). Cet effet n'est pas gênant lorsqu'une telle image est regardée seule mais des différences, même faibles, sont très visibles lorsque les images se succèdent au rythme des commutations de changement de plan. Or une telle « couleur d'ambiance » peut provenir soit des caméras, soit des différences de réglage des récepteurs de contrôle sur lesquels les opérateurs apprécient leurs images.

L'équilibrage des images de plusieurs sources ne peut se faire aisément que si l'opérateur qui règle les voies d'équipement peut commuter à son aise les autres sources sur le moniteur couleur qui lui donne le contrôle.

On étudie actuellement le problème important du choix du blanc de référence du moniteur de contrôle et la tendance est d'imposer le blanc C plutôt qu'un blanc plus bleuté sur lequel semble se porter certains constructeurs de récepteurs domestiques. Cette tendance ne semble pas justifiée. Le réglage correct du blanc de référence des moniteurs de contrôle exige une référence de blanc précise et stable et il est envisagé d'associer aux récepteurs une mire en projection de diapositives susceptible de constituer un étalon pour un tel réglage. Il ne serait pas sans intérêt qu'une telle mire serve également de référence de qualité pour tous les réglages de la chaîne caméra-moniteur et une telle étude est en cours.

3.3.3. *Synchronisation*

On désigne par *signaux de base* les signaux qui sont produits par les générateurs de synchronisation et sur lesquels se construit le signal de télévision.

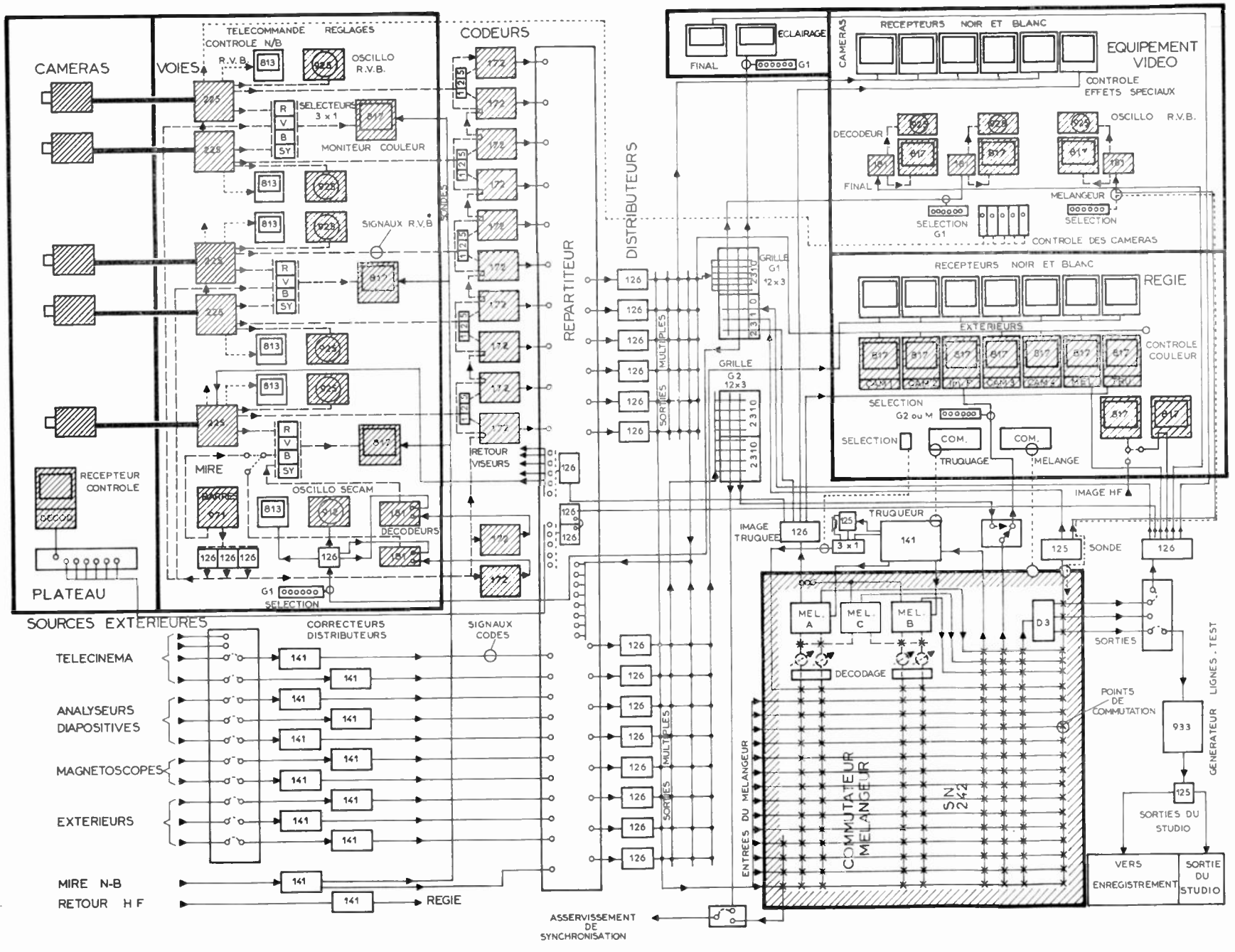


FIG. 7. — Schéma d'ensemble des équipements vidéo d'un studio de prise de vue directe en couleur.

Dans la technique de l'ORTF normalisée en 1949, les signaux de base étaient au nombre de *trois :* signal de suppression de trame, signal de suppression de ligne et signal de synchronisation ligne - trame. Le signal de « ligne-test caméra » s'est ensuite ajouté à ces trois signaux. A partir du ou des générateurs de synchronisation rassemblés dans le centre nodal du bâtiment, une distribution générale de quatre signaux est faite aux différents centres de formation des images, studios, télécinémas.

L'avènement de la couleur a conduit à repenser cette distribution et il a semblé qu'une telle distribution à 4 ou 5 signaux était extrêmement lourde et onéreuse dans un centre important. La concentration des équipements techniques, permise par la transistorisation, et les perspectives offertes dans ce domaine par l'introduction progressive des circuits miniatures, font apparaître l'intérêt d'une diminution du câblage entre les divers organes indépendants.

L'occasion ainsi offerte de changer de conception dans une perspective de profonde modification de la technologie, nous a conduit à réduire les signaux de base à *un seul signal* transportant toutes les informations utiles. Un tel signal est, en fait, le signal vidéo complet correspondant à une image blanche (fig. 9). Les sources d'image qui reçoivent ce signal, en retirent les signaux de base normaux par un découpage en amplitude du signal de base unique.

Cette solution est appliquée pour les équipements en noir et blanc et en couleur.

Pour la couleur, il est nécessaire de transmettre une information supplémentaire qui est le rythme de la transmission séquentielle des deux signaux de chrominance.

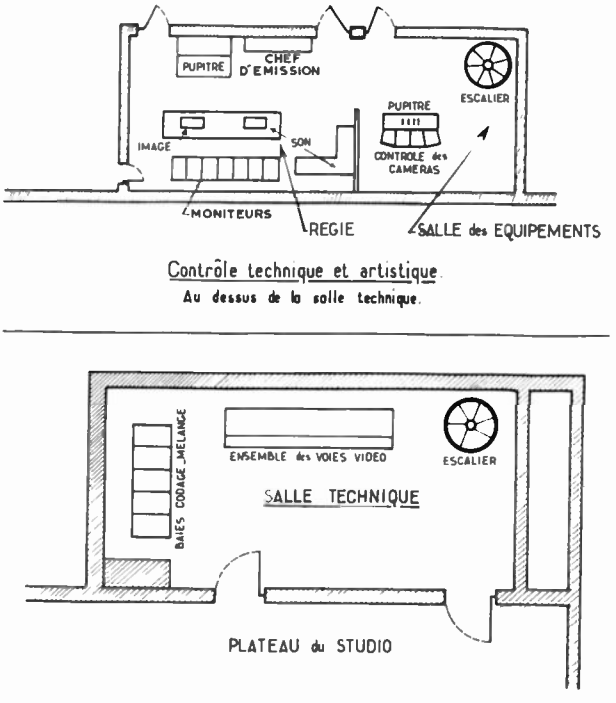


FIG. 8. — Disposition des salles techniques associées au studio 14.
a) Contrôle technique et artistique. Au-dessus de la salle technique.
b) Plateau du studio.

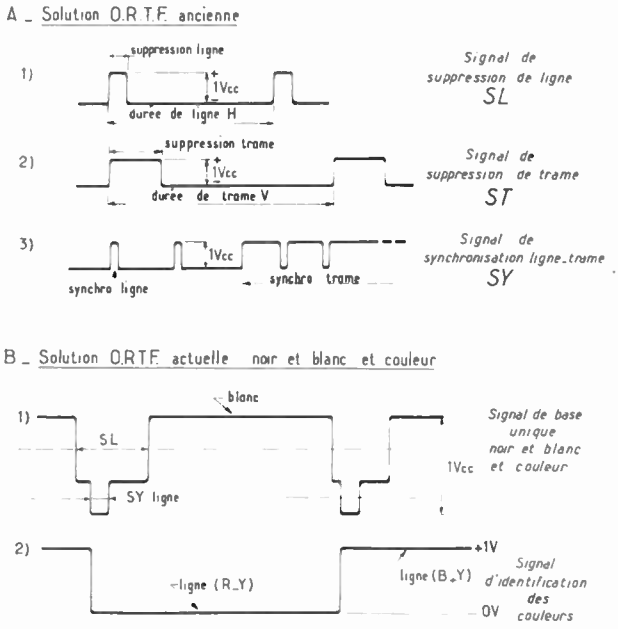


FIG. 9. — Signaux de base libres distribués dans les centres vidéo.

Il eut été possible, par l'introduction des informations de couleurs dans l'image blanche, telle que la salve à phase alternée à laquelle l'ORTF s'était intéressée et qui a été finalement adoptée par le système PAL, de transmettre ces informations dans le signal de base unique*. Pour diverses raisons cependant, c'est un signal supplémentaire en créneau, à demi-fréquence de ligne, qui est utilisé pour asservir les codeurs SECAM. La figure 9 précise les caractéristiques de ce second signal d'identification des couleurs.

3.3.4. *Description générale de l'équipement vidéo du studio*

Le schéma d'ensemble des équipements vidéo du studio de prise de vue directe en couleur qui est en montage au centre R. Bathelemy est présenté sur la figure 7.

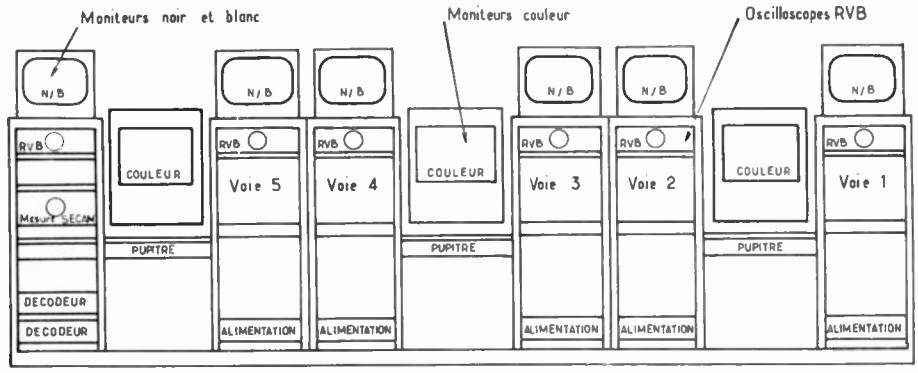
Sur ce schéma, les organes sont repérés par le numéro de la spécification technique que l'ORTF impose au constructeur dans sa normalisation des caractéristiques extérieures des organes techniques.

Un premier groupe rassemble les voies d'équipement et les moyens de mesure et de contrôle de ces voies (fig. 10).

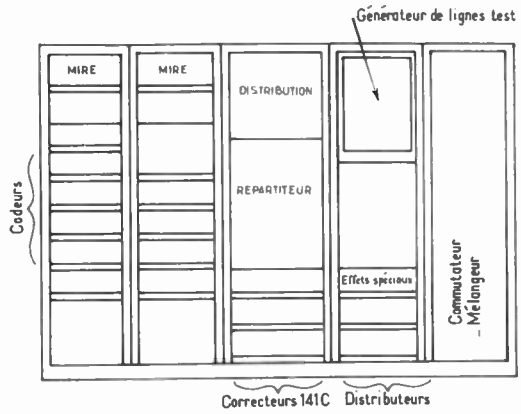
Chaque équipement de prise de vue directe est associé à un récepteur noir et blanc sur lequel il est plus facile de contrôler la mise au point, et un oscilloscope permettant le contrôle des trois signaux primaires et de leurs combinaisons différentielles.

Un seul moniteur en couleur est associé à deux voies. Une commutation permet son attaque par chacune des deux voies voisines ou par une mire de barres, laquelle constitue une sixième source d'ima-

(*) Brevet REMY - O.R.T.F., n° 953.643 du 13 novembre 1963.



Ensemble des voies de prise de vue directe



Ensemble des équipements de codage et de mélange

FIG. 10. — Disposition des équipements de la salle technique.

ge locale. De plus, chaque moniteur reçoit en permanence la mire de réglage distribuée dans le centre (mire noir et blanc).

Une position de mesure est prévue pour un contrôle plus complet des signaux. Elle comprend deux décodeurs permettant le contrôle de toutes les sources utilisées à partir d'une distribution par la grille G1 télécommandée.

Il est prévu également l'utilisation d'un appareil de contrôle spécialisé pour mesurer les caractéristiques des signaux codés et, en particulier, la conformité des caractéristiques du signal de chrominance modulé avec les normes du système.

Tout cet ensemble traite les trois signaux primaires de couleur séparés et ces signaux sont distribués au niveau crête à crête de 0,7 V en polarité positive, sans signaux de synchronisation. Le signal de base assurant la synchronisation est associé à ces trois signaux.

Les voies d'équipement sont, par ailleurs, télécommandées depuis la position de contrôle d'exploitation de la salle d'équipement associée à la régie.

L'ensemble de traitement de ces signaux est rassemblé dans un bloc de baie, placé près du groupe de contrôle des voies. Il s'agit d'organes fonctionnant sans intervention d'opérateurs. On trouve ainsi :

— L'ensemble des codeurs. Chaque source alimente deux codeurs en parallèle ce qui permet d'assurer la sécurité du fonctionnement et autorise l'utilisation éventuelle de schémas particuliers de fonctionnement de studio lorsque des organes supplémentaires de mélange ou de traitement des signaux sont demandés par la production.

Un grand répartiteur manuel constitue le point de coupure général entre les sources et les organes utilisateurs. Il permet de modifier, le cas échéant, la distribution des sources sur les organes utilisateurs et d'effectuer des mesures sur les circuits, de part et d'autre de ce point.

Outre les sources locales, ce répartiteur reçoit les signaux codés qui proviennent de sources extérieures : télécinémas (4 liaisons), analyseurs de vues diapositives (3 liaisons), magnétoscopes (2 liaisons) et liaisons extérieures au centre vidéo (3 liaisons).

Ces liaisons coaxiales longues sont dirigées vers des distributeurs-correcteurs qui assurent la correction du signal vidéo dégradé par les câbles coaxiaux de transmission. Une telle correction est faite dès que la longueur du câble de transmission de modèle KX 8 dépasse 20 m.

Du côté de l'utilisation, l'organe principal est le *commutateur-mélangeur de studio*. Cet appareil, qui est télécommandé depuis le pupitre du réalisateur

dans la régie du studio, comporte essentiellement une grille de 14 entrées et 9 sorties, associée à des circuits de mélange.

La commutation directe d'une image à la suivante s'effectue sur la grille qui assure la commutation rapide pendant la suppression de trame de l'image.

La commutation par fondu enchaîné ou les opérations de trucage (effets spéciaux) exigent des circuits particuliers. L'appareil comporte deux groupes de mélange par fondu enchaîné A et B, qui peuvent s'associer avec un groupe C de commutation rapide.

Pour le système SECAM ces opérations exigent un décodage préalable du signal en ses deux signaux vidéo luminance et chrominance. Le mélange est opéré sur les signaux vidéo. Un recodage final restitue le signal codé.

L'appareil travaille normalement avec un circuit de fabrication des signaux de découpage qui assurent les effets spéciaux de volets, incrustations, etc. Cet organe, qui s'associe à tous les mélangeurs noir et blanc ou couleur, est présenté en caisson séparé. Il est associé à un pupitre de mélange dans la régie.

Il est possible, dans certains cas spéciaux, d'associer deux organes d'effets spéciaux au mélangeur, traitant séparément les deux groupes A et B du mélangeur. Le signal vidéo qui sort de ce mélangeur est le signal de programme produit par le studio.

Ce signal passe alors dans un générateur de lignes-test. Cet appareil ajoute sur quelques lignes du signal de suppression de trame les lignes-test qui suivront le signal dans sa diffusion en dehors du centre et permettront la mesure de tous les défauts de transmission subis par ce signal.

Il a été prévu deux sorties en parallèle dont l'une est directement renvoyée à la salle des magnétoscopes ,permettant l'enregistrement du programme.

Tous les autres circuits assurent essentiellement le contrôle des images.

Pour cela, toutes les sources traversent des distributeurs vidéo. Deux grilles de distribution télécommandées s'associent à ce réseau de contrôle qui intéresse les deux centres de travail d'exploitation, le contrôle technique et la régie artistique. Dans la salle de contrôle technique est placé le meuble pupitre de contrôle des caméras. Les blocs de télécommande des caméras sont rassemblés sur ce pupitre, devant trois moniteurs en couleur associés à trois oscilloscopes de profil. Des décodeurs donnent les signaux primaires utiles. Ce contrôle porte sur l'image finale retenue pour le programme et sur une image qui, par présélection, peut être celle d'une caméra quelconque. Pour permettre de choisir la caméra qui à chaque instant doit être contrôlée, des récepteurs en noir et blanc donnent en permanence les images des cinq caméras. Le troisième récepteur en couleur est plus spécialement destiné au contrôle des divers signaux qui sont utilisés dans le mélangeur. Ce sont aussi les sources, y compris les sources extérieures, mais aussi les signaux préparant les effets spéciaux, ce qui permet les réglages de ces signaux. Un récepteur noir et blanc permet aussi de surveiller certains signaux provenant des circuits de mélange et de trucage.

On notera que l'éclairagiste dispose également de deux récepteurs donnant d'une part l'image finale et d'autre part, par commutation télécommandée, l'une quelconque des caméras.

La *régie d'exploitation artistique* comprend quatorze récepteurs :

— Sept récepteurs en noir et blanc reçoivent les signaux utiles dont l'origine est extérieure au studio.

— Sept récepteurs en couleur contrôlent d'une part quatre des caméras et d'autre part une image présélectée sur la grille G2 ou sur le mélangeur, l'image finale après mélange et enfin l'image soumise aux effets spéciaux.

Le réalisateur travaille sur le pupitre de mélange et le pupitre de commande des effets spéciaux.

Par suite des dispositions des meubles dans la régie, deux récepteurs sont ajoutés à l'usage des opérateurs de prise de son.

On trouvera, sur les plans de la figure 8, la disposition des divers meubles techniques dans les locaux associés au studio 14.

Les deux salles principales sont placées l'une au-dessus de l'autre. Un escalier direct les relie pour faciliter les mouvements des techniciens. La salle technique vidéo sert aussi à ranger les caméras et effectuer les essais sur mires de ces caméras. Elle a accès direct au plateau.

Tous les appareils qui équipent le centre sont construits suivant des normes fixées par l'ORTF. A titre indicatif, on donne dans le tableau I la liste des organes et les constructeurs. On notera cependant que, pour la plupart des organes, plusieurs constructeurs français sont fournisseurs de l'ORTF et la normalisation assure l'interchangeabilité de tous ces organes, quelle que soit leur provenance.

3.4. Equipements divers

Le studio de prise de vue constitue un ensemble technique complexe mais modelable à volonté suivant les conditions techniques et artistiques de l'exploitation. Il y a moins de diversité dans l'équipement des autres groupements fonctionnels des centres vidéo.

— Les *télécinémas*. Ces appareils sont réunis dans une même salle et les équipements de télévision en couleur prendront leur place parmi les équipements en noir et blanc sans modifications fondamentales des stuctures. Il en est de même des analyseurs de diapositives. Les équipements de télécinéma et d'analyse d'images fixes sont construits par la C.F.T.H.

— Les *magnétoscopes* et particulièrement les derniers modèles comme le modèle Ampex VR 2000, sont équipés pour traiter la couleur comme le noir et blanc. L'adaptation nécessaire des machines commercialisées pour utiliser le signal SECAM sera effectuée d'après les études et réalisations faites par le laboratoire du Service des Etudes.

— Le *centre nodal*, comme il a été dit précédemment, est, dès maintenant, capable de transmettre sans distorsions sensibles le signal de télévision en

couleur. Le problème des contrôles n'exige que quelques récepteurs en couleur supplémentaires. Il en est de même des liaisons coaxiales longues, quelques kilomètres, qui réunissent les centres vidéo de Paris entre eux. Les équipements de transmission du signal vidéofréquence sur ces câbles possèdent des caractéristiques satisfaisantes pour la couleur.

— Les *équipements de reportage*. Les moyens mobiles de prise de vue sont en cours de construction sous forme de cars de reportage à quatre caméras. On trouvera par ailleurs une description de ces équipements qui utilisent le même matériel que celui des studios de prise de vue directe avec une disposition et des principes d'exploitation très voisins.

4. Le réseau des relais hertziens et des émetteurs

Le signal vidéofréquence provenant des cabines de programme du centre A. LELLUCH est transmis aux émetteurs par le réseau des faisceaux hertziens, lesquels sont également utilisés pour acheminer vers Paris les productions des centres de province. L'adaptation de ce réseau à la télévision en couleur ne pose pas de problèmes particuliers car l'ORTF profite de conditions très favorables.

Le réseau, qui est entièrement sous le contrôle de l'ORTF, a été réalisé d'une manière très homogène avec des normes de qualité adaptées à la transmission du signal à 819 lignes, donc larges vis-à-vis du signal en noir et blanc à 625 lignes. La sévérité de ces normes comme la qualité du matériel installé permettent de transmettre le signal en couleur sans distorsions sensibles. L'adaptation à la couleur consiste simplement à ajouter quelques organes de contrôles spécialisés tels les moniteurs en couleur.

Le réseau des émetteurs de la deuxième chaîne dans les bandes IV et V est également un ensemble moderne prévu dès l'origine pour transmettre le signal de télévision en couleur. Toutefois un émetteur est un organe très complexe et les performances optimales ne sont tenues que par le bon réglage de nombreux circuits et en particulier de circuits de correction qui compensent les distorsions inévitables des étages de puissance.

De tels circuits, de tels réglages, ne sont pas sans subir des dérives lentes qui exigent un contrôle suivi des performances et une organisation soignée de la maintenance. Le degré de dégradation tolérable des performances est beaucoup plus faible pour la couleur que pour le noir et blanc et les conditions de maintenance seront plus sévères. Dans certains cas, des appareils de mesure considérés comme suffisants pour le contrôle du signal en noir et blanc s'avèrent d'une précision insuffisante pour la couleur et doivent être changés.

4.1. ORGANISATION DES MESURES PAR LIGNES-TEST

La télévision en couleur, en exigeant le maintien de performances plus sévères qu'en noir et blanc, donne une importance plus grande au contrôle permanent de ces caractéristiques et la technique des lignes-test dans la suppression de trame s'avère la technique la meilleure pour assurer ce contrôle. Il s'agit en effet non seulement de corriger le réglage de circuits qui ne sont pas trop dégradés, mais encore d'apprécier les dérives de qualité de la chaîne afin de prévoir autant que possible l'urgence de corrections.

Cette augmentation sensible de la précision des mesures et de la surveillance des dérives exige la

TABLEAU I

Listes des équipements techniques entrant dans un studio de prise de vue directe en couleur

Matériel	Norme ORTF	Constructeur
Equipement de prise de vue directe en couleur à trois tubes plumbicon	SN 225 A	PHILIPS — Montage et adaptation par PHILIPS ELA France.
Oscilloscope de contrôle		PHILIPS
Moniteurs de télévision en couleurs	SN 817 A	(En cours de consultation).
Codeur SECAM	SN 172 A	CFT
Décodeur SECAM	SN 181 A	CFT
Appareil de contrôle du signal SECAM	SN 912 A	CFT
Mélangeur-commutateur de studio	SN 242 A	CFTH
Mire de barres	SN 954 A	(En cours de consultation)
Correcteurs-distributeurs	SN 141 C	ALTEX RADIO - PRODERA (licence ORTF)
Cellules de correction		LABINAL (licence ORTF)
Distributeurs à six sorties	SN 126 A	LABINAL (licence ORTF)
Sondes video	SN 125 A	VELEC (licence ORTF)
Grilles de commutation 6 × 3	SN 2310 A	SOREFE (licence ORTF)
Récepteur noir et blanc	SN 813	CSF
Générateur d'effets spéciaux	SN 241 A	CFTH
Générateur de lignes test		(En cours de consultation)
Câblage et équipement général		CSF

mise en place d'un réseau de télé-surveillance qui profitera des progrès dans l'enregistrement des mesures de l'automatisation du traitement des informations recueillies par des capteurs appropriés. Des études très poussées sont en cours à l'ORTF pour automatiser le contrôle du réseau de diffusion et améliorer ainsi sa qualité sans faire appel à un nombre de techniciens sensiblement plus élevé que maintenant. Beaucoup de nouveaux centres émetteurs de puissance moyenne fonctionneront sans surveillance locale et sous le simple contrôle d'un réseau de télécommande et de télésurveillance.

5. Conclusion

La télévision en couleur s'est développée très lentement en Europe. Les quelques années d'étude et l'expérience américaine ont permis de préparer l'évolution inévitable vers la couleur de sorte que l'échéance de 1967 ne constitue pas, pour l'ORTF, un événement imprévu. Les modifications techniques des chaînes de production et de diffusion actuellement en service sont minimes et il appartient à l'industrie de fabriquer les équipements spécialisés répondant à la qualité et à la fiabilité nécessaires. Pour l'ORTF, cette évolution n'est donc pas sensiblement plus importante que celle consécutive à la transistorisation, laquelle a entraîné en trois ans un renouvellement complet des équipements vidéofréquence.

La télévision en couleur exige cependant un niveau de qualité plus élevé que la télévision en noir et blanc et le résultat dépendra beaucoup de la qualité du travail des techniciens qui auront la lourde charge de les exploiter. Malgré une amélioration sensible de la technologie, des progrès importants sont encore à faire en ce qui concerne les performances optimales, leur stabilité et la fiabilité du matériel. Le contrôle centralisé de la qualité du réseau assurera plus efficacement que maintenant l'optimalisation des performances et la constance de cette qualité.

Certes l'ORTF n'a pas la responsabilité totale de la chaîne et le récepteur de télévision en couleur est un important maillon de cette chaîne. Or les dégradations qu'il introduit sur l'image ne sont pas négligeables. Mais on peut faire confiance aux constructeurs pour offrir aux téléspectateurs des appareils satisfaisants et assurer ainsi à la télévision en couleur le succès pratique qui peut être envisagé en reconnaissant l'incontestable attrait de l'image en couleur lorsque sont comparées une image de télévision en noir et blanc et une image en couleur obtenue dans de bonnes conditions.

FIDÉLITÉ DE LA REPRODUCTION DES COULEURS EN TÉLÉVISION

PAR

M. RÉMY

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur en chef à l'ORTF

En télévision en couleur, le problème de la fidélité colorimétrique se pose dans les mêmes termes qu'en cinéma. Le télespectateur tout comme le spectateur d'un film n'a pas la possibilité de comparer directement le sujet et sa reproduction. Il est de plus « plongé » dans une lumière ambiante indépendante de celle de la scène présentée et l'on doit, comme en cinéma, produire sur l'écran du téléviseur, des images dont les couleurs auront été colorimétriquement adaptées pour être vues dans une ambiance fixe.

Dans une première partie, nous étudierons quelle serait dans les conditions d'observation des images de télévision la meilleure reproduction des couleurs. Nous verrons ensuite jusqu'à quel point, compte tenu des servitudes et des facilités spécifiques à la chaîne de télévision, nous pourrons nous approcher de cet objectif idéal.

Nous utiliserons fréquemment dans la suite de cet exposé les représentations des couleurs normalisées par la CIE* et en particulier la représentation u, v dite à chromaticité constante (CIE 1959). Le diagramme u, v, a sur les autres représentations l'avantage d'une présentation assez accessible des problèmes de reproduction des couleurs puisque, à *luminance constante*, on peut admettre que la distance séparant deux points du diagramme est proportionnelle au nombre de seuils de perception séparant les deux couleurs qu'ils représentent. On trouvera en annexe quelques rappels des principaux résultats et représentations colorimétriques.

1. Aspects colorimétriques de la reproduction des couleurs en télévision

Avant d'examiner les difficultés que l'on rencontrera dans une chaîne réelle, il nous faut tenter de donner une réponse à la question fondamentale : qu'est-ce qu'une reproduction fidèle des couleurs en télévision ? Question que l'on peut subdiviser en deux parties :

1. Comment dans une reproduction parfaite, une couleur donnée de la scène analysée devrait-elle être restituée ?

2. Avec quelle précision cet objectif idéal doit-il être atteint ?

L'étude des conditions d'observation des images de télévision va nous donner des éléments de réponse à la première partie de cette question.

1.1. Conditions d'observation des images de télévision

Lorsque nous regardons directement sous différents types d'éclairage, lumière du jour, lumière artificielle, une même scène ou de mêmes objets, l'expérience montre qu'il y a un phénomène d'adaptation aux conditions d'éclairage qui fait que nous nous attachons plus aux objets et à la manière dont ils réfléchissent la lumière qu'à la couleur intrinsèque de ces objets. Sans remettre en cause la trichromie ni les expériences fondamentales de la colorimétrie (égalisation, addition), cette adaptation nous permet par exemple de considérer comme semblables les couleurs d'un même objet éclairé avec des lumières de composition spectrale aussi différentes que la lumière solaire et la lumière artificielle du tungstène à 2 800 °K.

Le mécanisme physiologique de cette adaptation est mal connu ; on admet généralement l'existence d'une sorte de commande automatique de gain qui agirait sur les trois sensations perçues par l'œil, soit en fonction de la lumière réfléchie par les objets connus comme « blancs », soit encore en fonction de la valeur moyenne dans l'espace et dans le temps des sensations perçues.

* Commission Internationale de l'Eclairage.

Cette dernière hypothèse semble confirmée par le fait qu'il faut que deux conditions soient remplies pour que le phénomène d'adaptation existe :

— les plages de la scène entourant l'objet regardé, plages éclairées par la même lumière ambiante, doivent avoir une luminance moyenne qui ne tombe pas en-dessous de 10 à 20 % de celle de l'objet.

— tous les points que l'on peut voir depuis la position occupée par l'observateur doivent aussi être éclairés par la même lumière ambiante ; l'observateur doit « baigner » complètement dans la lumière ambiante pour s'y adapter.

Lorsque le téléspectateur regarde à son domicile son récepteur de télévision, aucune de ces deux conditions n'est remplie. La lumière ambiante doit être faible, elle est mal définie mais reste fixe ; elle n'a que peu de chances d'être la même que celle qui a servi à éclairer la scène transmise.

Il n'y aura pas de phénomène d'adaptation lors de l'observation d'un téléviseur couleur, pas plus qu'il n'y a adaptation de la part du spectateur d'un film.

Si l'on veut, comme cela paraît a priori logique, donner au téléspectateur la même impression que s'il regardait lui-même directement la scène télévisée, il faut quelque part dans la chaîne de télévision (en pratique à la prise de vue) réaliser l'adaptation à sa place. On peut certes se demander si notre définition du but du spectacle télévisé est correcte, car elle ne s'applique en fait qu'aux spectacles auxquels le téléspectateur pourrait assister, c'est-à-dire aux reportages d'événements ou spectacles publics.

Dans le cas du travail en studio, on pourrait admettre que l'image se juge sur les récepteurs de contrôle de la régie et que la fidélité de la reproduction des couleurs qui existent réellement sur le plateau est un aspect secondaire. Cette remarque est dans une certaine mesure fondée ; il n'en reste pas moins qu'une reproduction fidèle des couleurs (au sens où nous l'avons définie plus haut) facilite grandement le travail artistique, en assurant la similitude entre l'observation « sur le plateau » et l'observation sur le récepteur.

1.2. Recherche d'un modèle physique de l'adaptation

Une fois la nécessité de l'adaptation établie pour la chaîne de télévision, il faut rechercher un modèle qui nous permette de la réaliser physiquement lors de la prise de vue. Cette recherche nous conduira tout d'abord à normaliser un blanc de référence, puis à étudier plus en détail l'aspect colorimétrique de l'adaptation.

La normalisation du blanc de référence a pour but de fixer la couleur que devront avoir, à la reproduction, les objets réputés blancs, c'est-à-dire ceux qui réfléchissent la lumière qu'ils reçoivent sans en modifier la composition spectrale. On peut donner à cette normalisation un sens étroit ou un sens large.

Au sens étroit, on peut se contenter de fixer les coordonnées colorimétriques du blanc de référence sans le définir physiquement par son spectre. On peut au contraire, au sens large, fixer aussi le spectre de la source de référence, ce qui suppose implicitement que l'on veut, à la reproduction de la scène, donner au téléspectateur la même impression que si elle était éclairée par la source de référence*.

La FFC**, lors de la mise en service de la télévision en couleur aux Etats-Unis en 1954, a normalisé comme référence le blanc *C* défini par la CIE (fig. 1). Il s'agit d'un blanc bleuté correspondant à une température de couleur d'environ 6 500 °K. En pratique ce blanc correspond à la lumière du jour par temps légèrement couvert. Bien que des études faites depuis [1] aient montré que les téléspectateurs préfèrent un

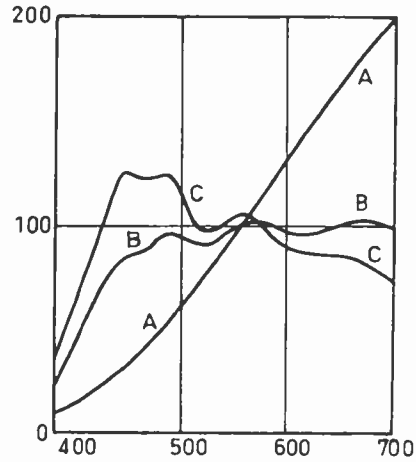


Fig. 1. — Distribution spectrale relative de l'énergie pour les sources normalisées (blancs *A*, *B* et *C*).

blanc de température de couleur moins élevée (4 500 °K environ), c'est le blanc *C* qui a été également retenu en Europe, et l'on assiste même à une tendance chez les fabricants (aux Etats-Unis en particulier) à produire des récepteurs réglés sur des blancs encore plus bleutés (9 200 à 9 800 °K). Nous verrons un peu plus loin les conséquences de ce choix sur la prise de vue en studio en éclairage à incandescence. Notons seulement ici que le blanc *C* a été retenu principalement pour sa similitude avec la couleur des écrans des téléviseurs noir et blanc. Le sens avec lequel on a pris la définition de la source de référence n'apparaît pas clairement dans les normes des systèmes de télévision en couleur. Nous supposerons dans ce qui suit qu'il s'agit du sens large, puisque la CIE définit le blanc *C* d'abord par son spectre. Toutefois, nous reviendrons un peu plus loin sur la différence entre les deux interprétations.

Dans ces conditions, lorsque la scène transmise est un extérieur par ciel couvert, éclairage correspondant à la source *C* normalisée, une reproduction idéale consistera, bien sûr, à reproduire exactement les couleurs de la scène. Il s'agit en pratique du seul cas où l'on puisse faire une reproduction colorimétrique exacte.

Il est facile, dans ce cas simple, de calculer les tensions électriques E_r, E_v, E_b qui doivent être appliquées

* Cela n'implique nullement que le récepteur donne un blanc dont la composition spectrale est celle de la source de référence, ce qui serait d'ailleurs impossible compte tenu de la nature physique des primaires du récepteur.

** Fédéral Communication Commission.

aux électrodes de commande du tube image (supposé linéaire pour simplifier) lorsque l'on désire reproduire une couleur K de coordonnées X, Y, Z. Les primaires de reproduction ont été également normalisées et leurs coefficients de chromaticité sont donnés dans le tableau suivant :

	x	y	u	v
R	0,670	0,330	0,477	0,352
V	0,210	0,710	0,076	0,384
B	0,140	0,080	0,152	0,130

Sachant que, par définition, le mélange de l'unité de chacune des primaires donne le blanc de référence (blanc C : $x = 0{,}310$, $y = 0{,}316$), on peut déterminer à partir du tableau ci-dessus les coordonnées $X_r = \lambda_r x_r$ $Y_r = \lambda_r y_r$, $Z_r = \lambda_r z_r$, $X_v = \lambda_v x_v$ etc. de ces unités des primaires que nous désignerons par $[R]$, $[V]$ et $[B]$.

La couleur K de coordonnées X, Y, Z peut s'écrire :

$$K = E_r[R]+E_v[V]+E_b[B] = X[X]+Y[Y]+Z[Z]$$

avec

$$\begin{aligned}[R] &= X_r[X] + Y_r[Y] + Z_r[Z]\\ [V] &= X_v[X] + Y_v[Y] + Z_v[Z]\\ [B] &= X_b[X] + Y_b[Y] + Z_b[Z]\end{aligned}$$

ou $[X]$, $[Y]$, $[Z]$ sont les unités des primaires X Y Z de la CIE.

On en tire trois relations entre E_r, E_v, E_b et X, Y, Z qui donnent après résolution :

$$\begin{vmatrix} E_r \\ E_v \\ E_b \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1{,}91 & -0{,}532 & -0{,}288 \\ -0{,}982 & 2{,}00 & -0{,}0283 \\ 0{,}0585 & -0{,}119 & +0{,}900 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} X \\ Y \\ Z \end{vmatrix}$$

Cette relation, appliquée aux coordonnées $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ des lumières monochromatiques, permet de déterminer sans difficulté les sensibilités théoriques $r(\lambda)$, $v(\lambda)$, $b(\lambda)$ des trois voies d'une caméra trichrome (voir 2ieme partie fig. 7).

Lorsque l'on effectue les prises de vues en studio en lumière artificielle à incandescence, ou bien en extérieur par beau temps, il faut simuler l'adaptation de l'observateur et l'on est naturellement tenté de dire : « On doit reprodurie la scène domme si elle était éclairée en blanc C. » Pour la caméra, cela peut se traduire par l'interposition d'un filtre convenable devant l'objectif. En effet, si l'on a affaire à un échantillon (peinture sur décor-tissu) de coefficient de réflexion $R(\lambda)$, ses coordonnées colorimétriques X_A, Y_A, Z_A lorsqu'il est éclairé en lumière artificielle (blanc A à 2 848 °K) seront :

$$X_A = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y_A = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Z_A = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

où $A(\lambda)$ représente la répartition spectrale du blanc A

On veut reproduire cet échantillon comme s'il était éclairé en blanc C, c'est-à-dire par une lumière de coordonnées :

$$X_C = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y_C = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

$$Z_C = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

$C(\lambda)$ étant la répartition spectrale du blanc C.

On peut bien entendu écrire les trois dernières relations :

$$X_C = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R(\lambda)\, \frac{C(\lambda)}{A(\lambda)}\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y_C = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R(\lambda)\, \frac{C(\lambda)}{A(\lambda)}\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Z_C = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R(\lambda)\, \frac{C(\lambda)}{A(\lambda)}\, A(\lambda)\, d\lambda$$

On pourra donc obtenir l'adaptation souhaitée en plaçant devant une caméra conçue et réglée par un éclairage C un filtre de coefficient de transmission $T(\lambda) = \dfrac{C(\lambda)}{A(\lambda)}$ (fig. 2).

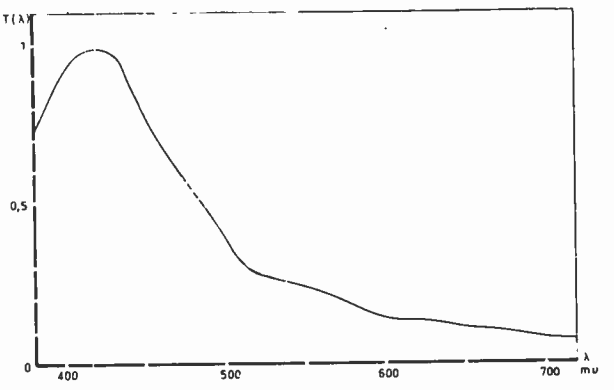


FIG. 2. — Facteur de transmission du filtre qui doit être placé devant une caméra prévue pour l'éclairage C lorsqu'on la fait fonctionner avec un éclairage A.

Il faut bien voir ici que la transformation physique d'adaptation que nous effectuons en plaçant un filtre devant la caméra n'est définie qu'à partir du coefficient de réflexion $R(\lambda)$ de l'échantillon. Elle n'est pas définie de manière précise par les coordonnées colorimétriques de l'échantillon sous l'éclairage A.

En effet deux échantillons, de coefficients de réflexion $R_1(\lambda)$ et $R_2(\lambda)$, peuvent réfléchir des lumières qui ont mêmes coordonnées colorimétriques lorsqu'ils sont éclairés en blanc A par exemple, et réfléchir des

lumières de couleurs différentes lorsqu'ils sont éclairés en blanc C. On a en effet, puisque les deux échantillons ont même aspect sous l'éclairage A :

$$X_A = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y_A = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

$$Z_A = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, A(\lambda)\, d\lambda$$

Cependant ces relations n'impliquent pas nécessairement que l'on ait :

$$X_C = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y_C = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

et

$$Z_C = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R_1(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R_2(\lambda)\, C(\lambda)\, d\lambda$$

En fait, pour des échantillons de même apparence en blanc A, les X_c, Y_c et Z_c seront dispersés. On a cherché à évaluer par le calcul la limite supérieure des écarts colorimétriques susceptibles d'exister sous l'éclairage C*. Les premiers résultats de ces évaluations sont donnés à la figure 3 où les zones grisées représentent les dispersions, sous un éclairage C, d'échantillons qui auraient différents coefficients de réflexion $R(\lambda)$ physiquement significatifs, mais néanmoins même apparence sous l'éclairage A. Les trois échantillons de base sont des peintures utilisées à l'ORTF pour la réalisation des décors.

On notera l'importance relative de ces zones de dispersion dont les plus grandes dimensions vont de 5 à 8 seuils de perception.

* Voir dans ce même numéro l'article de M. GLOWINSKI.

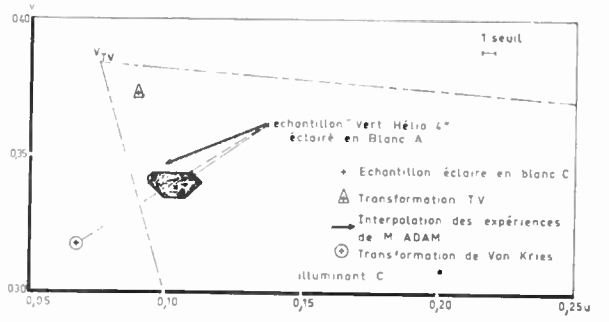


FIG. 3*a*. — Dispersion sous un éclairage C des couleurs d'échantillons ayant même apparence sous l'éclairage A.

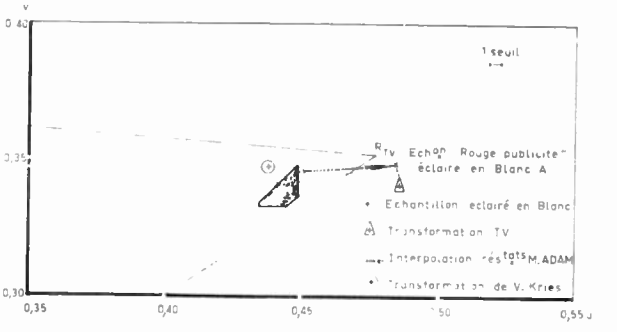


FIG. 3*b*. — Dispersion sous un éclairage C des couleurs d'échantillons ayant même apparence sous l'éclairage A.

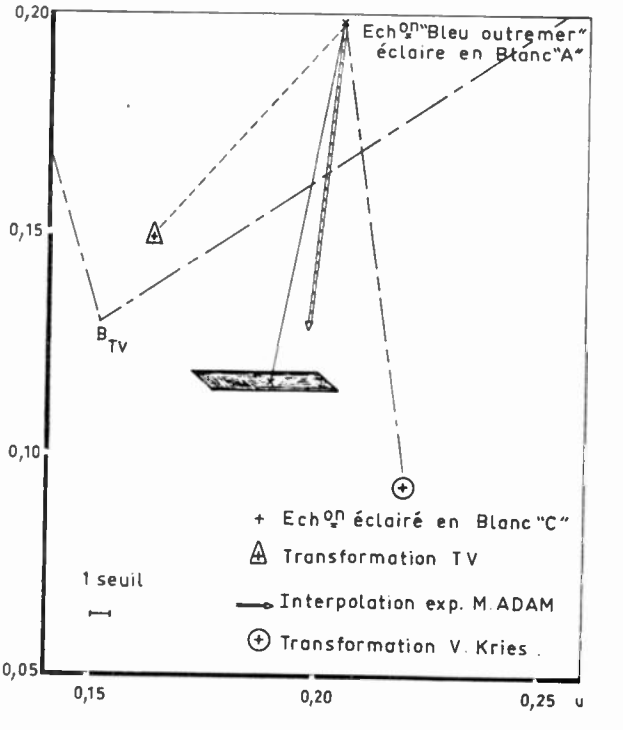


FIG. 3*c*. — Dispersion sous un éclairage C des couleurs d'échantillons ayant même apparence sous l'éclairage A.

Dans un certain sens, la manière très approximative avec laquelle on a pris l'habitude de réaliser la transformation d'adaptation en télévision élimine cette difficulté de la dispersion. On se contente en effet d'admettre que la fonction $T(\lambda) = \dfrac{C(\lambda)}{A(\lambda)}$ est constante,

pour chacune des voies primaires de la caméra agissant sur une partie limitée du spectre, ce qui veut dire qu'en pratique on modifie les gains des voies. Pour les longueurs d'ondes où deux voies interviennent, a on alors des valeurs différentes pour $T(\lambda)$ (fig. 4). Il ne s'agit plus d'une transformation par changement de la source d'éclairage, mais d'une transformation colorimétrique définie cette fois à partir des seules coordonnées colorimétriques de l'échantillon sous l'éclairage A.

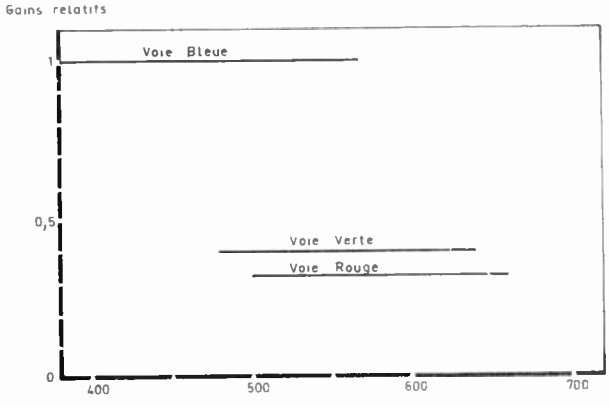


FIG. 4. — Modification du gain des voies d'une caméra pour passer du fonctionnement avec éclairage C au fonctionnement avec éclairage A; comme on peut le constater ici cette modification n'est pas équivalente à un filtrage optique.

Cela nous amène à nous demander, d'un autre point de vue, quelle transformation traduit correctement l'effet subjectif de l'adaptation. Comme l'ont montré de nombreuses expériences, l'œil établit une correspondance bien précise entre les couleurs, sous diverses conditions d'adaptation. Le principe de ces expériences consiste, dans la plupart des cas, à présenter pendant un temps suffisamment long (10 secondes environ) des plages lumineuses correspondant à deux lumières ambiantes « blanches ».

— soit à deux parties de la rétine d'un même œil (MacAdam),

— soit à chacun des deux yeux d'un même observateur.

Au bout de cette période d'adaptation, on substitue aux lumières ambiantes deux lumières colorées K et K' pendant une ou deux secondes, et on demande à l'observateur, qui dispose des organes de réglage nécessaires, de modifier K' jusqu'à ce qu'il y ait égalité de perception entre K et K'. La substitution est réalisée un nombre de fois suffisant pour que l'observateur puisse parvenir à l'égalisation. Dans ces expériences, les lumières blanches sont définies uniquement par leurs coordonnées colorimétriques, et non par leur spectre ; il s'agit de l'interprétation que nous avons appelé « étroite » de la normalisation du blanc de référence.

Nous avons reproduit (fig. 5) les résultats obtenus par MCADAM [2], résultats confirmés par d'autres expériences.

On a bien sûr essayé de formuler une loi mathématique, connue sous le nom de transformation de VON KRIES qui consiste, pour rendre compte de l'adaptation :

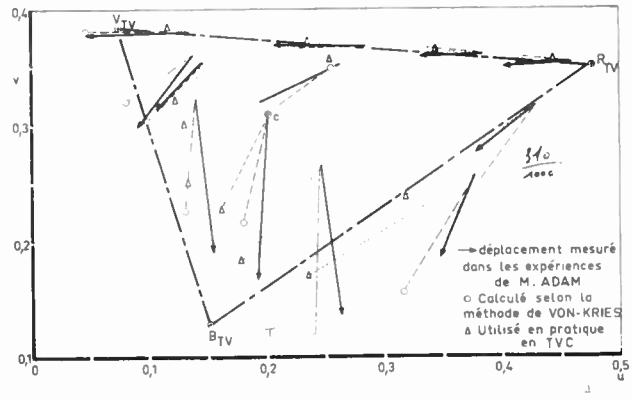


FIG. 5. — Déplacement du point de couleur dans le cas d'une adaptation Blanc $A \longrightarrow$ Blanc C.

— à se ramener aux « primaires de l'œil »,

— à effectuer sur les tristimuli ainsi obtenus des homothéties définies par la correspondance entre les blancs de référence.

On peut fixer la position de ces primaires en supposant que certaines anomalies de la vision sont dues à l'absence d'une ou deux des primaires normales de l'œil. On a figuré ces primaires hypothétiques sur les représentations x, y et u, v de la CIE (fig. 6). Ce sont les invariants de la transformation d'adaptation de

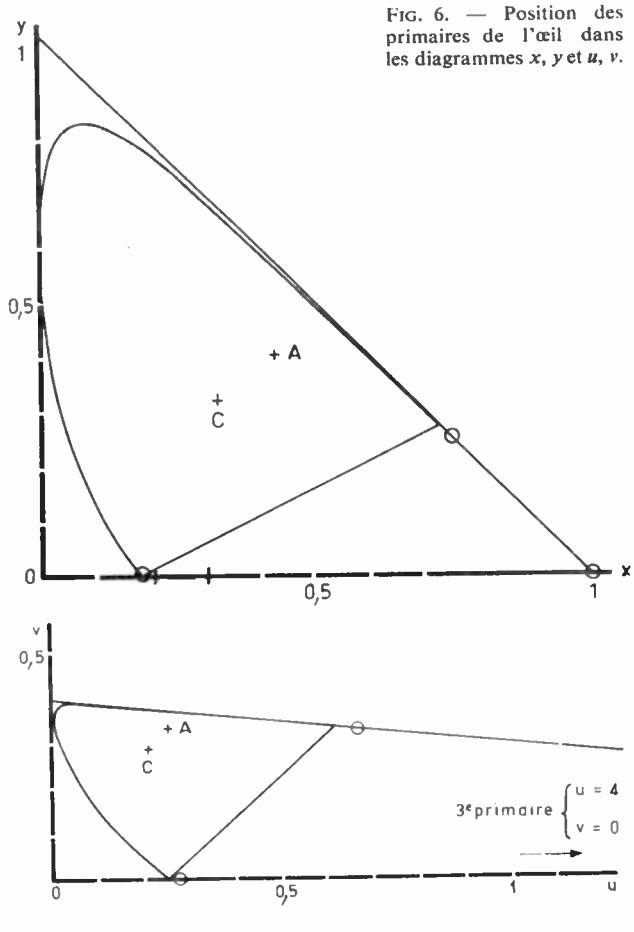


FIG. 6. — Position des primaires de l'œil dans les diagrammes x, y et u, v.

VON KRIES. Les tristimuli correspondants à ces primaires sont :

$$\alpha = Y \qquad \beta = -0{,}66X + 1{,}36Y + 0{,}10Z \qquad \gamma = Z$$

L'étude directe des phénomènes d'adaptation constitue en fait une vérification des hypothèses faites sur le fonctionnement de l'œil et sur la position des primaires. Elle donne une idée générale assez correcte du phénomène comme le montre la figure 5 ; cependant l'erreur par rapport aux valeurs mesurées est assez grande (4,5 seuils de perception en moyenne pour les couleurs représentées à la figure 5). Cette transformation constitue toutefois une base de travail utile pour la détermination de la fidélité de la reproduction des couleurs en télévision. Bien que cette transformation soit aussi une transformation colorimétrique, elle est assez différente de celle que l'on fait traditionnellement en télévision en modifiant les gains des signaux appliqués aux trois canons rouge, vert et bleu du tube image pour obtenir le blanc *C*. Elle donne de meilleurs résultats comme le montre la même figure 5 où l'on a représenté également l'adaptation effectuée selon la méthode usuelle (erreur moyenne 10 seuils). On a établi à titre indicatif les formules qui traduisent la loi de Von KRIES et qui, partant des signaux E_r, E_v, E_b fournis par une caméra idéale réglée pour une reproduction exacte d'une scène éclairée en blanc *C*, donnent les signaux E_r^*, E_v^*, E_b^* à appliquer au récepteur lorsque la caméra analyse une scène éclairée en blanc *A* :

$$\begin{vmatrix} E_r^* \\ E_v^* \\ E_b^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0{,}922 & -0{,}436 & 0{,}217 \\ 0{,}042 & 1{,}199 & -0{,}565 \\ 0{,}003 & 0{,}215 & 3{,}347 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E_r \\ E_v \\ E_b \end{vmatrix}$$

Nous avons reporté sur les figures 3*a*, 3*b* et 3*c* les résultats des trois transformations colorimétriques que nous avons envisagées, ainsi que ceux que nous permet de prédire une interpolation des expériences de MacAdam. Cette confrontation, bien que limitée à trois couleurs, est très intéressante. On y remarque que la meilleure représentation de l'effet subjectif d'adaptation est encore, malgré sa définition imprécise, la transformation physique, suivie dans l'ordre par la transformation de VON KRIES et la transformation usuelle. Bien que ces résultats soient partiels, on peut se demander s'il ne serait pas possible de trouver des échantillons pour lesquels la transformation physique coïnciderait avec l'adaptation subjective.

C'est en fait l'adaptation physique qui sert d'objectif dans la plupart des études sur la fidélité des couleurs en télévision, cependant les différents problèmes que nous venons d'évoquer montrent qu'il faut être très prudent dans ce domaine et ne pas perdre de vue :

— qu'il s'agit d'une première approximation de l'objectif à atteindre,

— que la transformation n'a de sens précis que lorsque l'échantillon est défini par son coefficient de réflexion $R(\lambda)$, et non pas par la simple donnée de ses tristimuli sous un éclairage donné.

1.3. TOLÉRANCES SUR LA REPRODUCTION DES COULEURS

Nous n'avons jusqu'ici répondu qu'à la 1re partie de la question que nous nous sommes posés à propos de la fidélité colorimétrique. En ce qui concerne le deuxième aspect : la précision, les données dont nous disposons sont assez mal adaptées à notre problème. Toutes les expériences de détermination des seuils de perception des différences de couleur ont été réalisées dans des conditions idéales d'adaptation qui rendent la sensibilité différentielle de l'œil maximale, le champ de vision de l'observateur étant constitué des seules deux plages colorées à comparer.

Le cas de la télévision est bien différent. L'observateur n'a pas la référence à côté pour comparaison, il n'est pas non plus dans des conditions idéales d'adaptation ; on peut raisonnablement supposer que le seuil est plus grand. Il serait nécessaire de renouveler en couleur des expériences analogues à celles qu'avaient faites P. BILLARD en noir et blanc [3], pour déterminer avec précision l'importance de l'augmentation du seuil de perception en télévision par rapport aux conditions idéales d'adaptation.

L'autre facteur intervenant dans ces tolérances est la précision avec laquelle la transformation d'adaptation est définie. Si l'on examine la dispersion des résultats des mesures subjectives faites par différents expérimentateurs, on s'aperçoit qu'elle est de l'ordre de 5 seuils.

Il semble finalement assez illusoire d'envisager la reproduction des couleurs avec une précision beaucoup plus grande, sauf peut-être pour certaines teintes, notamment celles correspondant au bleu du ciel, aux feuilles des arbres, à la couleur de la peau (teinte « chair »), pour lesquelles intervient un phénomène de fidélité « de mémoire ». L'observateur a pour ces couleurs une idée précise de ce qu'il souhaite ou accepte de voir ; en outre, la tolérance sur ces couleurs n'est pas isotrope et, pour les visages par exemple, les virages vers les verts ou les pourpres sont moins bien acceptés que d'autres (direction jaune-orangé).

Il apparaît bien difficile, dans l'état actuel des connaissances, de fixer à coup sûr des tolérances sur les erreurs colorimétriques de reproduction en télévision. Des expériences subjectives sont nécessaires pour préciser la perception des différences de couleurs sur un écran de télévision. D'autres phénomènes dont nous n'avons pas parlé ici interviennent, par exemple :

— l'influence de la lumière ambiante par son intensité et sa couleur,

— l'influence de la luminance de la couleur reproduite*.

Nous retiendrons comme hypothèse vraisemblable (à confirmer par des essais subjectifs) que, *pour les luminances moyennes*, l'erreur admissible sur les couleurs est de l'ordre de 5 seuils pour les couleurs saturées et de l'ordre, peut-être, de 2 à 3 seuils pour les couleurs non saturées et les blancs, les seuils étant mesurés en chromaticité dans le plan *u*, *v*. En ce qui

* La CIE a adopté récemment une nouvelle méthode due à WYSZECKI pour l'évaluation des seuils de perception ; dans cette méthode les seuils de chromaticité dépendent de la luminance.

concerne la luminance de la couleur reproduite et son erreur relative compte tenu d'un gamma de restitution global de la chaîne de 1, il semble que les erreurs admissibles exprimées en seuils de luminance soient plus larges.

1.4. La reproduction des films

Nous avons abordé jusqu'ici le seul cas de la prise de vues directe. Pour être complet il nous faut dire quelques mots des problèmes posés par la reproduction des films. Dans le cas du film, il faut tenir compte de plusieurs aspects :

— Théoriquement, la transformation d'adaptation est déjà faite sur le film, pourvu qu'il soit projeté avec la source de lumière pour laquelle il a été conçu : incandescence à 2 800 °K pour les diapositives 24 × 36 mm, incandescence 3 200 °K pour les films 16 mm, arc au xénon à 4 900 °K pour les films 35 mm.

— On posera comme principe qu'en télévision on s'efforce de reproduire le film aussi fidèlement que possible, sans interprétation ni correction.

— Les courbes d'absorption des colorants sont assez semblables et en tous cas identiques pour un même type de film, ce qui fait que la transformation par changement de source de projection est, mieux définie que dans le cas général exposé plus haut*.

Le rôle du télécinéma ou de l'analyseur de diapositives sera donc de délivrer des signaux électriques produisant sur le récepteur l'image transformée par adaptation au blanc C de l'image qui serait vue en projection par la source normalisée correspondant au type de film utilisé.

Deux solutions seront possibles :

— Utiliser la source de projection conforme aux spécifications du film, puis analyser avec des sensibilités des voies primaires qui tiennent compte de l'adaptation au blanc C soit directement, soit par matriçage.

— Utiliser une source de projection « C » pour tous les films, en tirant profit de ce que la transformation des couleurs due au changement de source est assez bien définie vu la similitude de forme des courbes d'absorption des colorants. Cette disposition est à compléter par des sensibilités primaires adaptées au blanc C.

2. Aspects physiques

L'étude des conditions d'observation des images de télévision nous a permis de préciser quelque peu l'objectif poursuivi :

— Reproduire les couleurs des objets et personnages de la scène comme si ceux-ci étaient éclairés avec la source normalisée (blanc C), en essayant de rendre les erreurs de reproduction de l'ordre de 2 à 5 seuils de perception.

* Voir dans ce même numéro l'article de M. Buffard.

2.1. Sensibilités spectrales théoriques des voies d'une caméra trichrome

Lorsque la scène est effectivement éclairée avec le blanc normalisé, il est facile de calculer les sensibilités théoriques $r(\lambda)$, $v(\lambda)$, $b(\lambda)$ des trois voies d'une caméra trichrome.

Elles s'obtiennent en appliquant à $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$, la relation définie par la matrice établie au paragraphe 1.2. Le résultat bien connu est donné à la figure 7. Les sensibilités spectrales théoriques comportent, comme l'on sait, des parties négatives qu'il n'est évidemment pas possible de réaliser directement physiquement. Ces caractéristiques sont celles globales de la caméra ; on peut à l'analyse remplacer ce jeu de caractéristiques par un autre jeu de combinaisons linéaires des $r(\lambda)$, $v(\lambda)$, $b(\lambda)$, pourvu que l'on retrouve sur les bornes de sortie de la caméra les tensions E_r, E_v, E_b, ce qui impose un matriçage électrique des signaux derrière l'analyse.

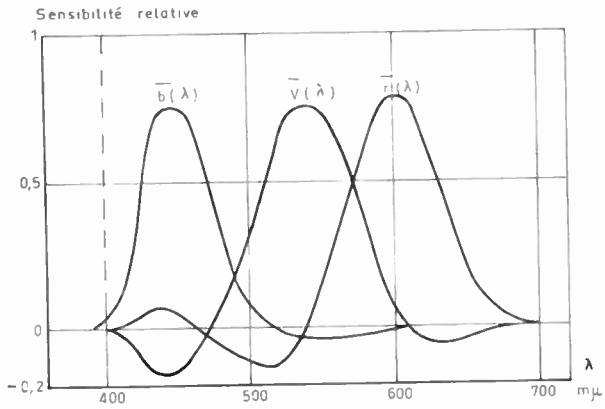


Fig. 7. — Sensibilités spectrales théoriques des voies d'une caméra analysant une scène éclairée en blanc C.

Si la caméra n'effectue pas l'analyse avec des caractéristiques qui sont des combinaisons linéaires de $r(\lambda)$, $v(b)$, $b(\lambda)$ l'analyse trichrome effectuée sera différente de celle de l'œil, et deux couleurs qui pour notre œil auraient même apparence donneront à la sortie de la caméra des signaux différents. Il en résulte une dispersion d'autant plus importante et gênante que l'écart par rapport à la combinaison linéaire est plus grand et que l'on a affaire à des couleurs plus saturées.

Lorsque l'éclairage de la scène est différent du blanc C, nous avons vu plus haut qu'il est nécessaire de faire une adaptation des couleurs. On a l'habitude en télévision de modifier les gains des voies R, V, B, de telle sorte que le blanc correspondant à la source de lumière (blanc A par exemple) soit reproduit en blanc C. Nous avons montré au paragraphe 1.3 que cette transformation est très approximative et qu'il serait préférable colorimétriquement d'utiliser un filtre devant l'objectif de la caméra ; cependant, cette solution est rarement adoptée car elle conduit à une augmentation du bruit dans les signaux issus de la caméra. On pourrait également adopter l'hypothèse de Von Kries, qui amènerait à effectuer sur les signaux E_r, E_v, E_b, le matriçage défini au paragraphe 1.2.

2.2. Difficultés physiques de réalisation des courbes théoriques

Les difficultés que l'on rencontre dans la réalisation des courbes théoriques ont principalement pour origine la sensibilité limitée des traducteurs lumière-courant utilisés. Cette sensibilité intervient de deux manières :

— en valeur absolue (μA/lm),

— en valeur relative pour les différentes longueurs d'onde (sensibilité spectrale relative).

Un bon traducteur a une sensibilité absolue importante et une sensibilité spectrale uniforme. Les difficultés que l'on rencontre dans la recherche de tels photomultiplicateurs ou analyseurs se traduisent par une augmentation du niveau de bruit à la sortie de la caméra ou du télécinéma. La figure 8 donne les caractéristiques spectrales des photomultiplicateurs et analyseurs qui semblent, dans l'état actuel de la technique, les mieux adaptés aux besoins de la télévision en couleur.

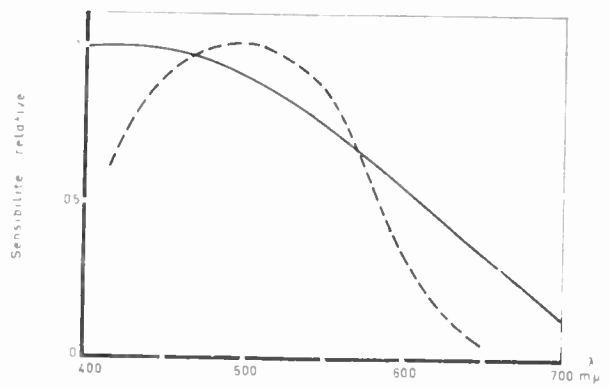


Fig. 8. — Sensibilités relatives d'une photocathode type S20 (trait plein) et d'un tube analyseur « Plumbicon » (pointillé) d'après [4].

On remarquera sur ces deux courbes la chute marquée de sensibilité du côté des longueurs d'ondes élevées (rouges), qui est toujours une source de difficultés dans l'obtention d'une caractéristique d'analyse satisfaisante pour la voie rouge.

Afin de maintenir aussi grande que possible la sensibilité globale de la caméra ou du télécinéma, on utilise des séparateurs optiques introduisant le minimum de pertes. Il s'agit de miroirs dichroïques, qui possèdent la caractéristique d'avoir entre les coefficients de réflexion et de transmission la relation :

$$R(\lambda)+T(\lambda) = 1-\varepsilon$$

où les pertes ε sont très faibles, de l'ordre de quelques pour-cent seulement (fig. 9). Ainsi la quasi-totalité de la lumière non utilisée par une voie d'analyse pourra être utilisée par les autres voies.

En contrepartie, les points de croisement des caractéristiques de filtrage ainsi obtenues sont obligatoirement situées à 50 %. On complète certes la séparation effectuée par miroirs en ajoutant des filtres, absorbants cette fois, qui « arrondissent » les caractéristiques assez abruptes des miroirs, toutefois, tout effort pour

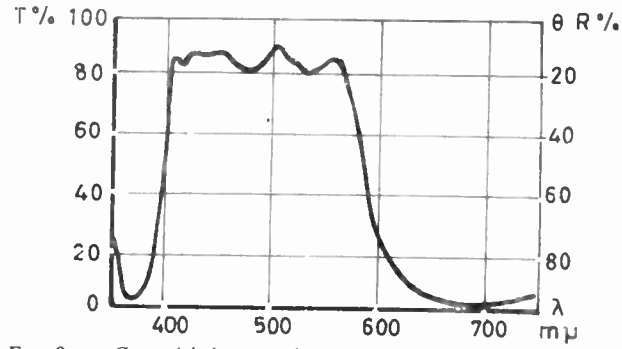


Fig. 9. — Caractéristique typique en réflexion et transmission d'un miroir dichroïque (réflexion rouge, transmission verte et bleue) [M.T.O.].

écarter notablement le point de croisement des caractéristiques de 50 % se traduira par une perte globale de sensibilité d'une ou plusieurs voies [5]. On disposera donc d'assez peu de latitude pour modeler les courbes d'analyse et, en pratique, cette latitude consiste à fixer dans d'étroites limites les longueurs d'onde des points de croisement de la caractéristique d'analyse verte avec les caractéristiques rouge et bleue.

La figure 10 donne un exemple de courbes d'analyse évidemment entièrement positives, telles qu'on les rencontre sur des caméras trichromes. Ces caractéristiques ne sont pas équivalentes à celles de l'œil car elles ne forment pas une combinaison linéaire des caractéristiques $r(\lambda)$, $v(\lambda)$, $b(\lambda)$. Il en résultera (§ 2.1), quel que puisse être le traitement des signaux effectués dans la caméra, une dispersion de la reproduction des couleurs de plages ayant *pour l'œil* même apparence.

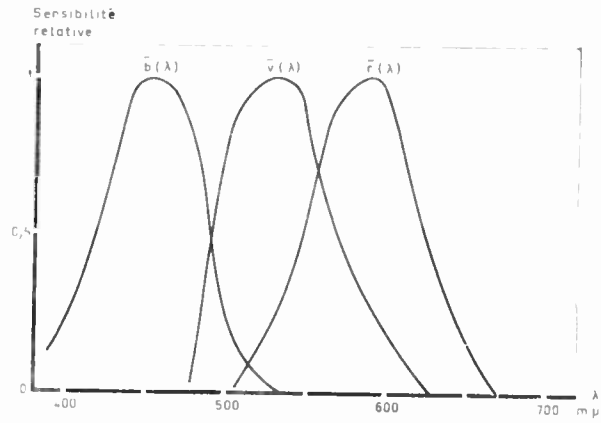


Fig. 10. — Sensibilités spectrales réelles des voies d'une caméra trichrome.

Il ne semble pas que cet effet ait été étudié jusqu'ici et vraisemblablement, compte tenu des coefficients de réflexion des matériaux utilisés en décoration et en habillement, la dispersion doit être assez faible et, par suite, cette difficulté reste du second ordre vis à vis de celles entraînées par l'absence des lobes négatifs prévus par les courbes théoriques.

Les erreurs colorimétriques que provoquent cette absence des parties négatives sont en effet importantes. On a cherché à les reconstituer électriquement par matriçage, en retranchant par exemple du signal

rouge une partie du signal vert et en lui ajoutant un peu du signal bleu :

$$E_r^* = E_r - a\,E_v + b\,E_b \qquad \text{avec } a \geqslant b.$$

On aurait de même :

$$E_v^* = E_v - c\,E_b - d\,E_r$$

$$E_b^* = E_b - e\,E_v.$$

Ce matriçage apporte une amélioration sensible de la reproduction des couleurs ; toutefois, il dégrade sérieusement le rapport signal sur bruit puisque l'amplitude du signal sera plus faible ($1-a+b$ pour E_r*), tandis que le bruit s'ajoutant quadratiquement, son amplitude sera plus grande. La dégradation est dans le rapport

$$\frac{\sqrt{1+a^2+b^2}}{1-a+b} \qquad \text{pour le signal rouge,}$$

cette technique doit donc être maniée avec beaucoup de prudence.

Il nous reste, pour terminer ce tour d'horizon des difficultés physiques, à envisager une dernière source d'erreurs : les primaires du récepteur. Depuis la mise en service de la télévision en couleurs aux Etats-Unis en 1954, les primaires des récepteurs ont considérablement évolué, bien que leurs valeurs normalisées n'aient jamais été modifiées. A l'heure actuelle, les récepteurs utilisent les primaires de la figure 11, assez différentes, on le voit, des primaires normalisées. Les

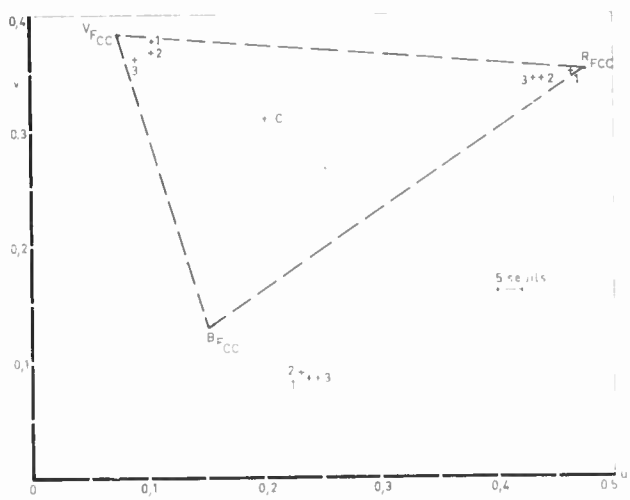


FIG. 11. — Positions des primaires réelles de trois récepteurs (1,2 et 3) par rapport aux primaires normalisées (FCC).

erreurs colorimétriques ainsi introduites sont importantes [6] et il nous faudra essayer d'en tenir compte. Il est bien évident cependant qu'aucune correction valable de cette divergence par rapport aux valeurs normalisées ne sera possible s'il existe une trop grande dispersion des valeurs réelles des primaires des récepteurs, par exemple, des primaires rouges et vertes aussi dispersées que celles indiquées à la figure 11 ne peuvent conduire qu'à de larges erreurs de reproduction.

2.3. Difficultés d'instrumentation

A côté des difficultés fondamentales que nous venons d'évoquer, il en est d'un autre ordre qui ont une importance *considérable* sur la qualité de reproduction. Il s'agit de toutes celles consécutives à un mauvais réglage de la chaîne et graves à tous les niveaux. Sans rentrer dans les détails, citons seulement les principales :

— le réglage de pureté du récepteur : un mauvais réglage conduit sur les primaires à des erreurs colorimétriques qui dépassent très rapidement 10 seuils de perception.

— le réglage de l'identité des caractéristiques des correcteurs de gamma (la figure 12 donne une indication sur les virages colorés provoqués par un déréglage de 20 %).

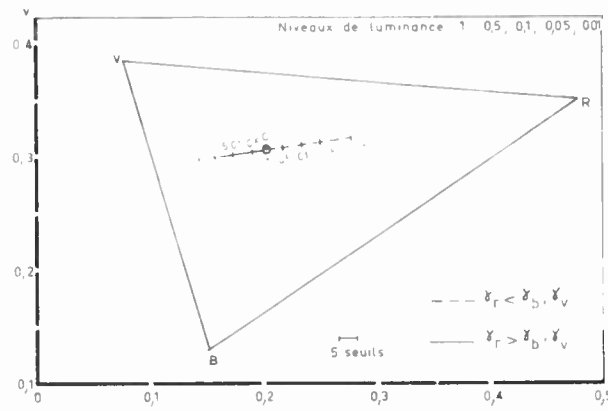


FIG. 12. — Erreurs colorimétriques provoquées dans la reproduction d'un gris par une erreur de 20 % sur l'exposant de la correction de gamma.

On rencontrera des difficultés dans un tout autre domaine lorsque l'on travaille en studio, en éclairage artificiel à incandescence. Nous savons la nécessité de l'adaptation réalisée soit simplement, comme c'est le cas à l'heure actuelle, par modification des gains *R V B*, soit de préférence par filtrage ou matriçage. Dans les deux cas, seule une gamme limitée de couleurs sera reproduite correctement, comme le montre la figure 13. Cette limitation est plus ou moins brutale suivant le procédé utilisé pour l'adaptation, mais elle est réelle. Le choix de couleurs situées à l'exté-

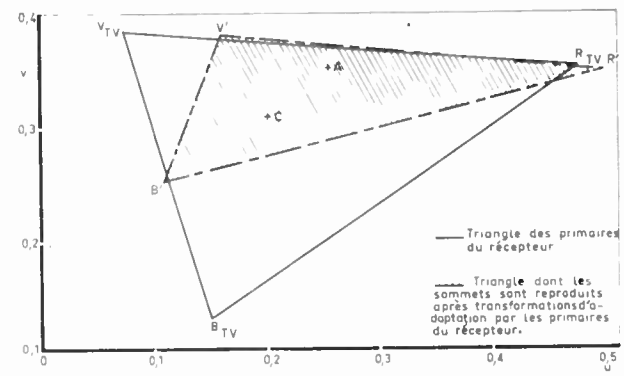


FIG. 13. — Restriction à la gamme des couleurs utilisables en studio par suite de la transformation d'adaptation (matriçage ou filtrage optique).

rieur de la zone hachurée nous entraîne hors des possibilités de reproduction du système et conduit à de très grosses erreurs. Il faudra donc sélectionner soigneusement les peintures des décors dans un catalogue limité [7] et, dans la mesure du possible, faire de même avec les tissus.

Le choix, pour le réglage du récepteur, d'un blanc de température de couleur plus élevée (plus bleuté) aggraverait sensiblement ces dernières difficultés.

2.4. Les erreurs, leur correction

L'une des premières constatations que l'on fait lorsque l'on étudie les qualités de reproduction d'une chaîne de télévision en couleurs est son inaptitude à restituer simultanément, avec une fidélité même très approximative, des couleurs dont le contraste en luminance excède 30. Cette limitation a pour origines :

— la limitation du contraste du tube récepteur,

— la limitation du gain des correcteurs de gamma aux faibles niveaux,

— le bruit.

Il faut avoir constamment à l'esprit cette limite du contraste de luminance lorsque l'on parle d'erreurs de reproduction des couleurs, bien qu'il soit simple, pour fixer les possibilités d'un équipement ou d'une chaîne, de considérer des couleurs dont la luminance est située vers le milieu de la plage utilisable. La figure 14 donne, dans ces conditions, quelques résultats obtenus sur une chaîne complète (caméra + récepteur). Les échantillons étaient, pour cette mesure, éclairés en blanc *A* ; l'adaptation était réalisée par changement de gain des voies primaires et les résultats présentés comparent la couleur de la reproduction à celle de l'échantillon éclairé en blanc « *C* » (adaptation physique - § 1.3). On remarquera l'importance des erreurs dans les rouges saturés (limitation à 620 mμ de la sensibilité des plumbicons) et dans les verts saturés (limitation due à la primaire verte du récepteur). Pour ce jeu de 16 échantillons types, l'erreur colorimétrique moyenne de la chaîne est de 6,7 seuils de perception et l'erreur maximale de 16 seuils (dans les rouges).

Nous avons cherché, à partir de ces résultats, à appliquer une méthode d'optimisation par matriçage, analogue dans ses principes à celle proposée par M. Sproson [8]. Toutefois, dans nos tentatives :

— nous avons tenu compte des primaires réelles des récepteurs ;

— le matriçage est effectué après correction de gamma dans la caméra ;

— les coefficients non diagonaux de la matrice ont été limités à 0,25 afin de réduire le bruit ;

— on a attaché moins d'importance aux erreurs de luminance qu'à celles de chrominance, la fonction caractéristique de l'erreur chromatique étant la moyenne, mesurée en seuils de perception, de l'écart entre la couleur reproduite et celle de l'échantillon éclairé en blanc *C*, c'est-à-dire la distance séparant les représentations de la reproduction et de l'original dans le diagramme *u*, *v*.

Toujours sur cette même figure 14, se trouvent représentés les résultats obtenus par la matrice optimale* :

$$\begin{vmatrix} E''_r \\ E''_v \\ E''_b \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1{,}230 & -0{,}249 & 0{,}019 \\ -0{,}115 & 1{,}073 & 0{,}042 \\ -0{,}032 & 0{,}073 & 0{,}959 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E'_r \\ E'_v \\ E'_b \end{vmatrix}$$

les notations E'_r, E''_r, etc. étant utilisées ici pour rappeler qu'il s'agit de signaux corrigés en gamma ($E'_r = E_r^{1/\gamma}$ avec $\gamma = 2{,}2$)

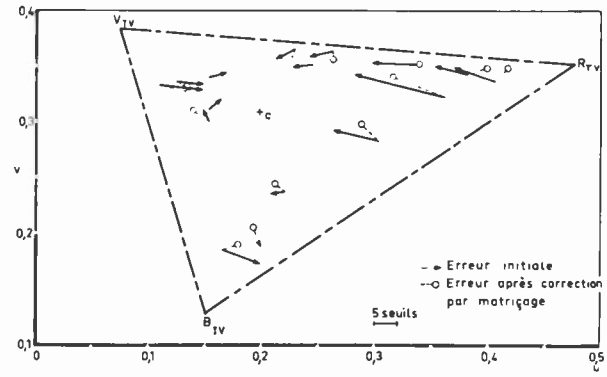


Fig. 14. — Erreurs de reproduction d'une chaîne comportant une caméra trichrome et un récepteur et optimisation par matriçage.

Le matriçage ramène l'erreur moyenne à 3,5 seuils et l'erreur maximale à 10 seuils. On doit payer cette amélioration d'une dégradation d'environ 2 dB du rapport signal à bruit dans la voie rouge.

Comme l'ont montré les résultats obtenus à la BBC par des méthodes voisines, l'amélioration ainsi obtenue est sensible et les perspectives prometteuses ; cependant ces techniques ne sont qu'à leur début et doivent être essayées en exploitation courante avant que l'on puisse formuler une opinion définitive à leur sujet. Notons seulement ici qu'une amélioration de la sensibilité des analyseurs vers le rouge réduirait le « prix à payer » en bruit pour toute amélioration de la reproduction.

3. Conclusion

L'évaluation de la qualité de la reproduction d'une chaîne de télévision en couleur est un problème situé au confluent du subjectif et de l'objectif. Les problèmes subjectifs liés à la perception des couleurs ont été bien étudiés dans le cas de la vision d'objets dans des conditions idéales d'adaptation et de champ de vision. On n'a pas encore fait d'études analogues complètes dans le cas de la télévision et les résultats établis dans le cas du film et de la photographie ne sont pas directement utilisables. Tant que ces connaissances de base feront défaut, il ne sera pas possible d'exploiter dans les meilleures conditions les facilités propres à la chaîne de télévision (matriçages et corrections diverses). Malgré les moyens puissants du calcul électro-

* Voir dans ce numéro l'article de M. Glowinski.

nique, il faut, pour effectuer une amélioration, pour optimiser la chaîne, connaître une mesure, une fonction caractéristique de la qualité de la reproduction et savoir de plus jusqu'à quelle limite il est utile de pousser notre effort.

Dans l'état actuel des connaissances nous ne pouvons que donner une réponse partielle à toutes ces questions.

Tout progrès dans ce domaine est lié aux études subjectives à entreprendre pour déterminer, en télévision, les conditions d'adaptation ainsi que l'importance des seuils de perception.

ANNEXE

RAPPEL DE QUELQUES RÉSULTATS DE COLORIMÉTRIE

1. Toute lumière colorée C peut généralement être reproduite à l'aide d'un mélange de trois lumières primaires convenablement dosées. On adopte généralement des lumières primaires bleue, verte et rouge (435, 541 et 700 mμ pour les systèmes CIE) dont les coefficients de dosage caractérisent la couleur, ce que l'on peut écrire $C = R[R]+V[V]+B[B]$*. Dans certains cas cependant cette reproduction n'est pas possible et il faut pour obtenir des perceptions identiques mélanger à la lumière colorée inconnue l'une des primaires ; on écrira alors par exemple :

$$C+R[R] = V[V]+B[B]$$

ou

$$C = -R[R]+V[V]+B[B]$$

ce qui revient à admettre des coefficients R négatifs. C est toujours caractérisé par R, V, B mais n'est réellement reproductible par ces primaires que si R, V et B sont $>O$.

2. On montre facilement que si $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{b}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$ sont les coefficients (on dit « tristimuli ») correspondant à une lumière monochromatique de puissance constante et de longueur d'onde λ, on a :

$$R = \int_{\text{visible}} \bar{r}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$V = \int_{\text{visible}} \bar{v}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$B = \int_{\text{visible}} \bar{b}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda$$

où $S(\lambda)$ représente la distribution spectrale de la lumière inconnue C.

La figure A donne l'allure des courbes $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$ et $\bar{b}(\lambda)$.

3. Les coefficients R, V, B présentent des valeurs négatives et ne donnent pas accès directement à la luminance Y. La CIE a normalisé en 1931 le système

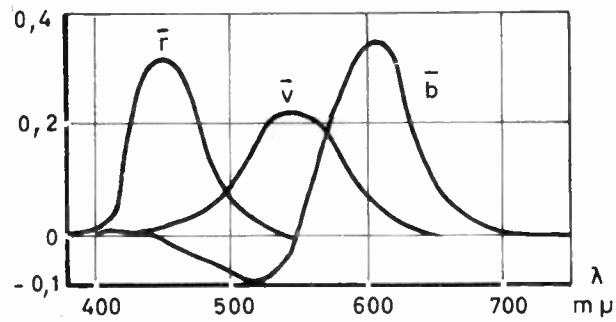


FIG. A. — Courbes de mélange normalisées correspondant aux primaires RVB monochromatiques définies par la CIE (700 mμ, 546 mμ, 435,8 mμ).

dit X Y Z qui se déduit du système R V B par un changement d'axes défini par :

$$\begin{vmatrix} X \\ Y \\ Z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} M \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R \\ V \\ B \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2{,}7690 & 1{,}7518 & 1{,}1300 \\ 1{,}0000 & 4{,}5907 & 0{,}0601 \\ 0{,}0000 & 0{,}0665 & 5{,}5943 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R \\ V \\ B \end{vmatrix}$$

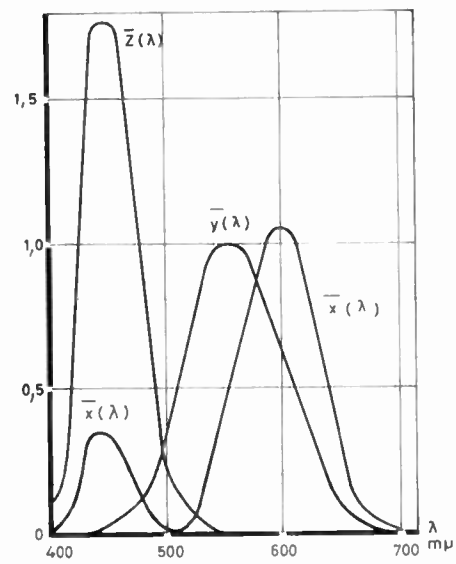


FIG. B. — Courbes de mélange pour les primaires XYZ de la CIE

* $[R]$ se lit « unité de primaire rouge »

on en déduit immédiatement :

$$X = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$Y = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$Z = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, S(\lambda)\, d\lambda$$

avec

$$\begin{vmatrix} \bar{x}(\lambda) \\ \bar{y}(\lambda) \\ \bar{z}(\lambda) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} M \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{r}(\lambda) \\ \bar{v}(\lambda) \\ \bar{b}(\lambda) \end{vmatrix}$$

4. Dans le cas d'un échantillon de coefficient de réflexion $R(\lambda)$ éclairé par une source de distribution spectrale $L(\lambda)$ on a évidemment les tristimuli du point de couleur de l'échantillon en calculant :

$$X = \int_{\text{visible}} \bar{x}(\lambda)\, R(\lambda)\, L(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$Y = \int_{\text{visible}} \bar{y}(\lambda)\, R(\lambda)\, L(\lambda)\, d\lambda ;$$

$$Z = \int_{\text{visible}} \bar{z}(\lambda)\, R(\lambda)\, L(\lambda)\, d\lambda.$$

5. La CIE a normalisé trois sources blanches :

Le blanc *A* correspond à la lumière d'une lampe à incandescence (tungstène) à 2 848 °K.

Le blanc *B* correspond sensiblement à la lumière solaire par beau temps ≈ 4 800 °K.

Le blanc *C* correspond sensiblement à la lumière solaire par temps couvert ≈ 6 500 °K.

6. On représente les couleurs dans l'espace par le point de coordonnées *X*, *Y* *Z* ; les couleurs réelles se trouvent alors dans un cône limité par les lumières monochromatiques et les pourpres.

On obtient une représentation plane en opérant une projection conique de l'espace des couleurs à partir de l'origine, mais, dans cette représentation on abandonne l'information sur la luminance de la couleur pour se limiter à l'aspect qualitatif.

La représentation la plus courante est la représentation *x*, *y* définie par :

$$x = \frac{X}{X+Y+Z} \qquad y = \frac{Y}{X+Y+Z}$$

x et *y* sont les coefficients de chromaticité de *C*.

7. La représentation *x*, *y* ne donne pas directement accès aux seuils de perception des différences entre les couleurs (à luminance constante). Ceux-ci y apparaissent en fait comme des ellipses (ellipses de MacAdam) variables suivant les couleurs (fig. *C*). La représentation *u*, *v* est une transformation homographique

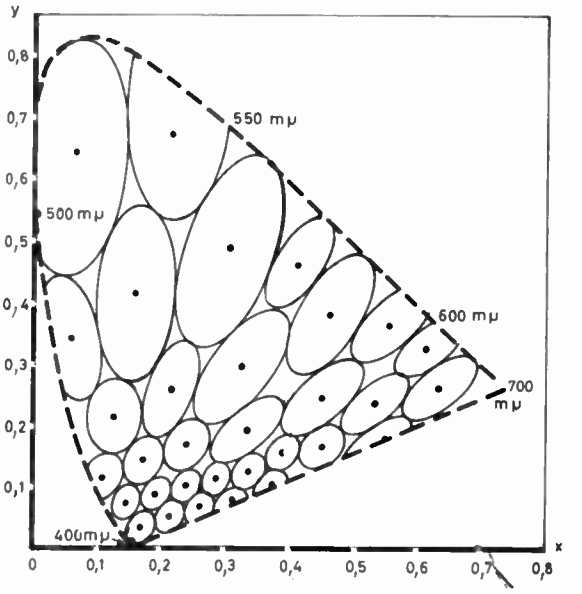


FIG. C. — Ellipses de confusion selon MACADAM (grossies 100 fois).

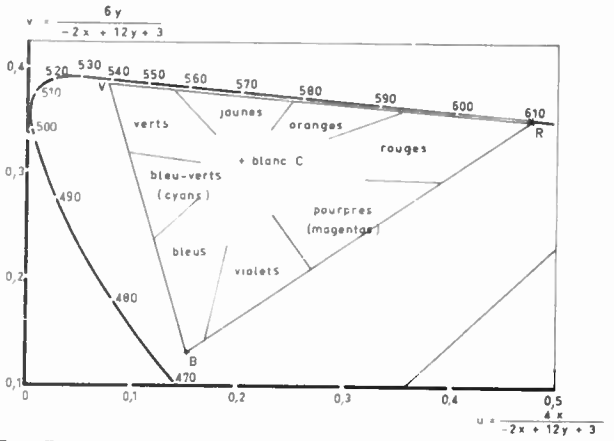


FIG. D. — Diagramme *u*, *v* et représentation des primaires normalisées en télévision.

de ce diagramme telle que les ellipses soient (sensiblement) transformées en cercles de diamètre constant. Dans ce diagramme (fig. *D*) la longueur d'un seuil est de 0,0038 unité.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SPROSON. — (BBC) A determination of subjective white under four conditions of adaptation, BBC report.

[2] MACADAM D.L. — Perception of colors in projected and televised pictures. *JSMPTE.* sept. 1956.

[3] BILLARD P. — Les seuils différentiels de luminance en télévision. *Acta Electronica*, n°1 et 2, 1957.

[4] HAAN E.F. de, DRIFT A van der, SHAMPERS P.P.M. — The plumbicon, a new television camera tube. *Philips Tec. Rev.*, juillet 1964.

[5] JONES A.H. — Optimum colour analysis characteristics for colour television picture sources with three receptors, *BBC Research Report T.*, 175, 1966-56.

[6] TOWNSEND G.B. — On the colorimetry of colour Television displays. *The Television Society Journal*, Vol. 10, n° 10, 1964.

[7] AUBIN — Charte des couleurs utilisables en décoration Etude ORTF.

[8] JONES A.H. — Use of a linear matrix to modify the colour analysis characteristics of a colour camera, *BBC Research Report T.*, 157.

L'ILLUMINANT ET L'AMBIANCE POUR UN RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION EN COULEUR

P. MOUCHEL,
Laboratoires Kodak-Pathé, Vincennes

1. Introduction

Le blanc émis par un récepteur de télévision en couleur est — selon la norme — l'illuminant C, très bleu (température de couleur environ 6 740 °K) tandis que les films professionnels sont généralement projetés à l'arc (température de couleur moyenne au voisinage de 5 500 °K) et les films d'amateurs au tungstène (température de couleur normalisée à 3 200 °K)

Ce choix de l'illuminant C est imposé par la compatibilité couleur/noir-blanc. Le récepteur couleur restitue les émissions noir-blanc comme un récepteur noir-blanc, c'est-à-dire avec le même illuminant C. En outre, la télévision en couleur peine pour fournir des luminosités élevées (rendement des phosphores, sensibilité des caméras électroniques et des télécinémas), d'autant plus qu'une amplification trop poussée est synonyme de bruit. Cette limite est particulièrement critique sur la voie rouge, ce qui incite les constructeurs à pousser davantage les voies bleue et verte c'est-à-dire à élever la température de couleur du blanc de référence, laquelle atteint, semble-t-il, l'ordre de grandeur de 10 000 ° K dans les récepteurs américains.

Cet illuminant très bleu est-il agréable ? Le téléspectateur peut-il s'y adapter ? N'y a-t-il pas distorsion de la qualité de couleur ? Quelles sont aussi les conséquences d'un éclairage d'ambiance ?... Il y a là toute une série de questions que l'homme de télévision doit se poser, peut-être en profitant de l'expérience acquise par les techniciens de la photographie et du cinéma. Le texte ci-dessous s'efforce d'apporter quelques éléments de réponse, puisés largement dans les travaux de MacAdam [1] et de Evans [2] [3].

Conférence prononcée le 7 juin 1967, dans le cadre de la demi-journée d'études organisée par la S.F.E.R. sur le thème : « Colorimétrie en Télévision en Couleur ».

2. Adaptation à l'Illuminant d'examen

Les reproductions en couleur sont couramment examinées sous une large gamme d'illuminants depuis les micro-lampes très orangées des visionneuses à main (souvent inférieures à 2 800 °K) jusqu'au tube très bleu du téléviseur couleur (environ 6 740 °K) en passant par les projecteurs pour diapositives et films amateur (environ 3 200 °K), les arcs du cinéma professionnel (environ 5 500 °K), les négatoscopes pour grandes diapositives qui offrent toute la variation possible des tubes fluorescents (encore que l'on ait normalisé 4 000 °K), enfin les illuminants naturels auxquels sont soumises les épreuves sur papier (intérieur éclairé au tungstène de 2 800 à 3 000 °K — tubes fluorescents — lumière du jour variant de 5 500 °K en plein soleil jusqu'à 10 000 °K si elle provient d'un ciel dégagé au nord). L'expérience quotidienne prouve que ces variations n'empêchent pas les systèmes de fonctionner. Ceci est dû aux énormes possibilités d'adaptation de l'œil, qui est un instrument de comparaison et absolument pas un instrument de mesure absolue. Placé dans une situation donnée, l'observateur ajuste sa sensibilité globale (adaptation quantitative) et les sensibilités relatives de ses récepteurs trichromes (adaptation qualitative) de façon à reconstituer une situation confortable. Cette possibilité est remarquablement étendue puisqu'elle permet à l'œil de

s'adapter sans effort, en luminance depuis un intérieur peu éclairé (environ 20 lx) jusqu'au plein jour d'été à midi (environ 100 000 lx) et en couleur depuis les lampes tungstène d'appartement (environ 2 850 °K) jusqu'à la lumière du ciel au nord (environ 10 000 °K). Elle est limitée toutefois vers les luminances trop élevées (seuil de la douleur) et trop faibles (vision scotopique), et par les illuminants trop manifestement colorés (exemple des lampes au sodium ou à vapeur de mercure). Dans la vie courante, cette adaptation est tellement instinctive qu'elle échappe à la conscience, elle ne s'observe que s'il y a perception simultanée de deux situations très différentes. L'importance de l'adaptation quantitative peut être appréciée, par exemple, dans le fait que les « stop » des voitures, souvent invisibles en plein soleil, éblouissent au crépuscule. L'adaptation qualitative est bien mise en évidence dans la très belle expérience décrite par EVANS. Si on projette en repérage, dans une salle obscure, une lumière rouge peu saturée (filtre CC5OR) et une lumière jaune peu saturée (filtre CC5OY), l'écran paraît immédiatement blanc. Si on place un objet entre les deux projecteurs et l'écran, de telle sorte qu'il porte deux ombres, l'une « est » verte, l'autre « est » magenta, ce qui n'a aucun sens physique (elles devraient être jaune et rouge), mais s'explique parce que l'observateur a choisi comme blanc le jaune-rougeâtre qu'on lui présentait d'abord.

En photographie, l'observateur est placé devant deux situations extrêmes :

● L'image est un objet parmi d'autres (épreuve papier de petite taille tenue à la main) et l'observateur est adapté au milieu environnant. L'épreuve ne peut paraître bonne que si sa gamme de réflectances est analogue à celle du milieu environnant (adaptation quantitative) et si les plages reproduisant des objets connus pour être neutres sont achromatiques (adaptation qualitative). Une fois remplies ces deux conditions, l'illuminant d'examen n'a aucune importance : une bonne épreuve papier est aussi bonne en lumière du jour qu'à l'écairage intérieur.

● L'image est le seul objet lumineux dans le champ visuel (projection ciné ou grande diapositive sur négatoscope en salle obscure) et l'adaptation est due à l'image seule, c'est-à-dire à l'illuminant de projection quel qu'il soit. Si on place, par exemple, sur un projecteur un filtre léger jaune ou bleu, le spectateur ne le voit plus après quelques secondes. De ce fait, un même film peut être projeté indifféremment à l'arc ou au tungstène. Il n'y a pas de différence densitométrique entre le neutre d'un bon Kodachrome et celui d'une bonne copie Eastman Color. L'expression « étalonnage pour l'illuminant de projection » n'a pas de sens à ce point de vue.

Ces règles générales expriment simplement le fait bien connu de la tolérance énorme des films projetés par rapport aux épreuves sur papier. Une diapositive sous-exposée ou surexposée, ou présentant une dominante importante, demeure acceptable à l'écran — parce qu'elle est seule à ajuster le niveau d'adaptation de l'observateur, en quantité et en qualité — tandis qu'une épreuve papier de petit format ne peut supporter de telles déviations — parce que le niveau d'adaptation de l'observateur est ajusté par l'ensemble des objets environnants. C'est au point qu'en papier on sacrifie, s'il le faut, la reproduction exacte des couleurs à la pureté des blancs et à l'achromaticité des neutres. En pratique, l'adaptation dans **l'examen des reproductions photographiques** présente un certain nombre de particularités :

● L'observateur s'adapte à la luminance moyenne de son champ visuel. Si un écran de projection, ou un récepteur de télévision, occupe une part assez faible du champ visuel, l'influence de l'environnement noir rend l'image particulièrement lumineuse, contrastée et les couleurs particulièrement vives (au point d'apparaître souvent plus pures que dans la scène photographiée) bien que la luminance réelle d'un écran de projection ou d'un téléviseur soit faible en valeur absolue (environ 50 nits contre 500 en intérieur bien éclairé et 25 000 en extérieur ensoleillé). Cet effet diminue si l'image grandit jusqu'à remplir le champ visuel (Cinérama). Il est responsable de la supériorité apparente de l'image projetée dans une salle obscure par rapport à l'épreuve sur papier. Que cette différence ne dépende que de l'adaptation et non de la nature même des procédés employés apparaît bien si on projette un faisceau lumineux intense sur une épreuve papier : il devient alors impossible de la distinguer d'une excellente diapositive de même taille placée sur un négatoscope.

● Pour une image isolée dans un environnement obscur (projection, négatoscope ou téléviseur), l'observateur choisit ce qu'il décide d'appeler blanc. Ceci apporte une large tolérance et permet la représentation dans le champ de l'image de sources plus lumineuses que le blanc. Ces effets sont impossibles dans une épreuve sur papier, d'autant plus que la présence d'une marge blanche précise particulièrement le niveau d'adaptation en fournissant une référence proche et critique.

● Pour une image isolée dans un environnement obscur (projection, négatoscope ou téléviseur), l'adaptation chromatique de l'observateur est fonction de l'image seule. Ceci lui permet d'accepter n'importe quel illuminant, mais aussi d'accepter dans une certaine mesure des dominantes portées par l'image. Il en résulte le fait un peu paradoxal que si l'on projette en jumelé deux diapositives présentant une dominante, l'observateur souhaite voir l'image intermédiaire, même si les deux dominantes vont dans le même sens (dans le cas particulier d'une diapositive un peu verte et d'une seconde diapositive plus verte, la première paraît magenta). Un tel effet ne peut se produire avec des épreuves sur papier, où une bonne photo l'est en valeur absolue et le demeure même si on en place une mauvaise à côté.

● L'adaptation à la dominante de l'image isolée dans un environnement obscur prend une importance particulière dans le cas des images successives (film). Si une séquence assez longue de feuillages est suivie d'une séquence de bâtiments gris, celle-ci doit présenter une légère dominante verte

pour ne pas paraître magenta. Cet effet de contraste successif est bien connu des étalonneurs de cinéma professionnel qui retouchent leur étalonnage en fonction de l'ordre de montage des séquences.

● Une épreuve sur papier de petite taille est examinée par un observateur adapté à l'environnement. Ceci implique que les objets neutres soient reproduits de façon achromatique. A cette condition, l'épreuve accepte n'importe quel illuminant d'examen. Dans la pratique, les neutres des procédés soustractifs ne sont pas réellement achromatiques. Ils s'en écartent d'autant plus que les colorants sont plus sélectifs, ce qui est par ailleurs recherché pour améliorer la saturation des couleurs. De ce fait, les neutres ne le sont que pour un illuminant d'examen donné, et deviennent colorés sous un autre illuminant. Ces variations affectent peu les images projetées, puisque l'observateur les compense par adaptation. Même dans le cas des épreuves sur papier, elles sont généralement assez faibles pour être ignorées.

● Dans le cas d'une image isolée dans un environnement obscur (projection, négatoscope ou téléviseur), l'adaptation chromatique de l'observateur lui permet d'accepter des erreurs de balance. Cependant ces dominantes ne peuvent aller très loin car elles affectent la « fixité » de la reproduction des couleurs. Une caractéristique essentielle de l'image est que les sujets neutres soient vus neutres dans la reproduction. Ceci ne met pas en cause l'illuminant puisque l'observateur s'y adapte, mais il est non moins essentiel que les objets neutres le restent quel que soit leur niveau de luminance. Dans un procédé trichrome réel, cette fixité n'existe que pour la combinaison unique des trois colorants qui forme un neutre achromatique. S'il y a dominante, les neutres n'auront la couleur de l'illuminant que dans les lumières et s'en écarteront d'autant plus que la densité s'élèvera. Inversement il existera une couleur particulière (complémentaire de la dominante) qui sera reproduite avec la chromaticité exacte de l'illuminant. Parce qu'elle est fixe, et parce qu'elle a la couleur de l'illuminant, l'observateur tendra tout naturellement à l'adopter comme neutre et il verra alors apparaître la dominante de l'image.

Cette revue des problèmes liés à l'illuminant d'examen amène à la conclusion simple que l'observateur s'adapte, en qualité et en quantité, à tout illuminant (pourvu qu'il ne soit pas trop aberrant), le prend comme blanc de référence et juge les images par rapport à lui. On peut donc théoriquement voir et projeter les reproductions photographiques dans n'importe quelle condition. Par ailleurs, l'observateur qui accepte des erreurs importantes dans la reproduction des couleurs, exige une bonne reproduction des objets neutres tout au long de l'échelle des valeurs. Il en résulte qu'une épreuve de petite taille sur papier est peu tolérante en ce qui concerne les réflectances et la balance des neutres, puisque l'adaptation est due à l'environnement et très peu à l'épreuve elle-même. Inversement une image isolée dans un environnement obscur est beaucoup plus tolérante puisqu'elle conditionne seule le niveau d'adaptation de l'observateur. Cependant, le désir d'une fixité des neutres interdit pratiquement les dominantes trop importantes qui entraînent un désaccord entre le blanc de référence et les gris de plus forte densité. La télévision en couleur, si elle est examinée dans une pièce obscure, ne pose pas de problème particulier. Bien que bleu, le récepteur ne l'est pas plus que la lumière du jour par temps couvert. L'adaptation de l'observateur peut s'en accomoder parfaitement. Les neutres doivent y être achromatiques, c'est-à-dire ne pas altérer la qualité de l'illuminant. S'en écarter, par exemple en étalonnant jaune les films présentés au télécinéma, fournit des densités moyennes plus conformes à celles d'un projecteur tungstène — ce qui paraît ici sans aucun intérêt — mais introduit une variation continue de dominante, bleue dans les lumières et de plus en plus jaune à mesure que la densité monte. Si ce procédé de l'étalonnage chaud est cependant utilisé, souvent avec satisfaction, c'est pour d'autres raisons qui vont être examinées dans la suite.

3. Différences entre l'illuminant d'examen et l'illuminant de prise de vue

On a parfois proposé comme idéal l'emploi à l'examen du même illuminant qu'à la prise de vue, pensant qu'on reproduirait ainsi au mieux l'impression produite par la scène photographiée. Ceci amènerait à projeter à l'arc les photos prises en plein jour et au tungstène les photos prises en studio.

Outre que la réalisation pratique n'en serait pas très simple, ce système semble en contradiction avec tout ce qui a été dit plus haut. Si l'adaptation de l'observateur à l'illuminant d'examen est totale, en qualité et en quantité, la nature particulière de cet illuminant est sans importance et l'observateur adapté éprouve la même perception, que le film soit projeté à l'arc ou au tungstène, que l'épreuve sur papier soit vue en plein jour ou à l'intérieur.

Cependant, l'hypothèse d'une similitude entre les conditions de prise de vue et les conditions d'examen ne doit pas être entièrement rejetée pour deux raisons : le métamérisme et les luminances relatives. L'adaptation à l'illuminant peut être totale pour les neutres et les couleurs peu saturées. Elle est incomplète pour les couleurs très saturées, et cette constatation doit s'expliquer par le fait que la vision n'est pas rigoureusement trichrome. La reproduction, qui l'est rigoureusement, repose sur des effets de métamérisme par lesquels deux stimuli paraissent identiques tout en étant physiquement différents. Dans une reproduction trichrome parfaite, il y a reproduction des sensations provoquées par les couleurs et non pas reproduction des caractéristiques spectrales de ces couleurs.

Lorsqu'un objet réel change d'illuminant, la sensation colorée varie et l'observateur en tient compte automatiquement par adaptation réalisant ainsi la « color constancy » qui lui permet d'attribuer aux objets une couleur fixe quel que soit l'illuminant. Lorsqu'une reproduction change d'illuminant, il peut se faire que la sensation colorée varie différemment, en grandeur et en direction, de ce qui aurait été le

cas pour l'objet dans les mêmes conditions d'adaptation. L'observateur éprouve alors un malaise, d'autant plus grand que les illuminants sont plus différents, et que les reproductions sont spectralement plus différentes des objets photographiés. Pour y pallier, on est parfois amené à faire des étalonnages légèrement ajustés selon l'illuminant d'examen, mais il n'y a pas de règle générale et les corrections peuvent être contradictoires d'un objet à un autre. En toute rigueur, les bases de la trichromie imposent de projeter l'image avec l'illuminant de prise de vue, mais c'est là un raffinement de n^{e} ordre.

Plus important est le fait de la luminance relative des couleurs. Un rouge de même luminance qu'un bleu en lumière du jour devient quatre fois plus lumineux au tungstène. Ces rapports ne sont pas entièrement compensés par l'adaptation si bien que les luminances relatives, et par suite les saturations, varient largement avec l'illuminant d'examen. Si la scène a été photographiée en extérieur et est projetée au tungstène (ce qui est le cas de la grande majorité des diapositives d'amateur), les rouges sont exaltés, en luminosité, en saturation, et les bleus sont assombris. Si la scène a été photographiée en studio et est projetée à l'arc (ce qui est le cas de la grande majorité des films du cinéma professionnel), ce sont les bleus qui sont exaltés et les rouges assombris. Ceci se produit en dépit de l'achromaticité des neutres et malgré l'adaptation à l'illuminant. C'est à cause de ce phénomène qte l'observateur non averti attribue des performances particulières au Kodachrome quant au rendu des rouges et à l'Eastman Color quant au rendu des bleus. En cinéma professionnel, les opérateurs en tiennent compte et le compensent par un choix judicieux des décors, des costumes, des maquillages et des niveaux d'éclairement.

La télévision en couleur, qui utilise un illuminant très bleu pour des scènes généralement photographiés en studio (au moins pour les émissions dramatiques) se place donc dans de mauvaises conditions de reproduction. Malgré l'adaptation du téléspectateur à cet illuminant particulier, qui lui fera trouver satisfaisants les neutres et les couleurs peu saturées, il pourra se produire des déviations gênantes de certaines couleurs (effet de métamérisme). Il y aura, en tout cas, à coup sûr une mauvaise reproduction des luminances relatives, les rouges et jaunes apparaissant trop sombres et les bleus et cyans trop lumineux. En étalonnant jaune la copie présentée au télécinéma, on compense cette distorsion mais d'une façon non uniforme qui varie avec le niveau de densité. L'expérience a montré que c'était souvent bénéfique pour les teintes chairs, dont le niveau de densité est très constant d'une scène à l'autre. Ce n'est cependant pas une solution universelle puisqu'elle détruit la fixité des neutres et que cette caractéristique est probablement la plus importante. Il faut remarquer en outre que l'illuminant télévision est particulièrement adapté aux scènes photographiées en lumière du jour (de même que l'arc des projecteurs des cinémas professionnels).

En prenant à la lettre les données de ce paragraphe, il faudrait proposer comme meilleur compromis un illuminant d'examen intermédiaire, au voisinage de 4 000 °K, aussi bien pour la télévision et le cinéma professionnel que pour les diapositives amateur. Incidemment, cet illuminant moyen est, dès à présent, normalisé pour les négatoscopes et les épreuves sur papier.

4. Différences entre l'illuminant d'examen et l'ambiance

Une différence de qualité entre l'illuminant d'examen et l'ambiance ne peut exister pour les épreuves sur papier puisque l'ambiance est l'illuminant d'examen. Elle n'existe généralement pas non plus au cinéma, soit que l'ambiance soit nulle (salle particulièrement bien construite) soit qu'elle provienne indirectement du projecteur par réflexions parasites. Elle existe réellement dans le cas des diapositives placées sur un négatoscope dans une pièce non obscure et dans le cas d'un téléviseur fonctionnant dans une pièce éclairée. Par rapport à l'image, cette ambiance peut être très variable, plus ou moins intense, plus ou moins différente en qualité. Sans cette ambiance, les deux exemples cités, négatoscope et téléviseur, seraient supérieurs en performance, même à l'image projetée, pusqu'ils ne sont pas affectés par un système optique et puisqu'ils remplissent généralement une plus faible part du champ visuel (un téléviseur de bonne luminance, examiné au noir à quelques mètres, est d'un éclat insoutenable, par adaptation au très vaste champ environnant noir).

Il faut mettre à part le cas où la lumière d'ambiance frappe directement l'image, provoquant une compression des valeurs (noirs percés, contraste et saturation abaissés) et une distorsion des couleurs (lumières ayant la qualité de l'illuminant, ombres ayant la qualité de l'ambiance). Ces effets désastreux s'observent au cinéma, à l'entr'acte, avec la projection à l'arc de films publicitaires dans une salle éclairée au tungstène. Ils sont également réalisés par la plupart des téléspectateurs qui allument un lampadaire quelque part, nécessairement devant le téléviseur puisque celui-ci est collé au mur. Si la lumière d'ambiance n'éclaire pas directement l'image, il n'y a pas de perturbation réelle de celle-ci mais perturbation de la sensation par variation du niveau d'adaptation de l'observateur.

- L'ambiance a la même qualité que l'illuminant d'examen. L'image projetée ou transmise perd ses caractères de brillance et de saturation et tend vers l'apparence d'une épreuve papier à mesure que l'ambiance augmente. Si l'ambiance et l'illuminant sont équivalents, l'image est indiscernable d'un papier.

- L'ambiance a une qualité de couleur différente de celle de l'illuminant d'examen. En plus des phénomènes ci-dessus s'ajoutent des effets de contraste simultané. L'observateur s'adapte au milieu total et trouve l'ambiance colorée tandis que l'image lui paraît présenter une dominante complémentaire. Cet effet est d'autant plus grand que les deux luminances sont quantitativement plus voisines l'une de l'autre.

On peut facilement visualiser l'effet de l'ambiance en projetant dans une salle au noir une diapositive avec un projecteur classique à lampe tungstène. L'image est parfaite. Si on allume un projecteur jumelé, de même nature, mais sans diapositive, l'image s'assombrit fortement, baisse en contraste et en saturation. Si au contraire on place à proximité de l'écran un négatoscope à tubes fluorescents, il se produit les mêmes effets que précédemment mais en plus l'image devient jaune tandis que le négatoscope paraît bleu.

La télévision est rarement examinée au noir, mais le plus souvent dans une ambiance tungstène. Même si celle-ci ne frappe pas directement le tube, il en résulte une perte importante de brillance, de contraste et de saturation. Il en résulte aussi une dominante bleue peu tolérable en télévision en couleur, à cause de l'énorme différence de qualité entre l'illuminant C du tube (environ 6 740 °K) et les lampes d'appartement (environ 2 850 °K). On conçoit qu'un téléviseur réglé sur un illuminant de qualité tungstène serait préférable puisqu'il ne présenterait pas ce dernier défaut. Les autres subsisteraient cependant et ne sont pas négligeables. Si l'on ne peut changer l'illuminant du tube et si l'on ne peut obliger le téléspectateur à se mettre au noir, il reste à lui suggérer de limiter l'ambiance à une lampe bleue de faible intensité placée derrière le récepteur. L'image en sera peu altérée, ne présentera pas de dominante, et la luminance apparente du tube sera abaissée jusqu'à un niveau confortable.

5. Conclusion : le téléviseur couleur idéal

Chaque fois que l'image, c'est-à-dire ici l'écran du récepteur de télévision, est unique dans un environnement obscur, l'observateur s'adapte sans difficultés à l'illuminant, quelle que soit sa qualité, pourvu qu'elle ne soit pas trop aberrante. Dans ce cas, les plages qui ont la qualité de couleur de l'illuminant apparaissent neutres. En ce qui concerne le film présenté au télécinéma, la condition nécessaire et suffisante est alors que ces plages soient achromatiques.

Toutefois, si l'illuminant d'examen est trop éloigné de l'illuminant de prise de vue, un observateur averti peut remarquer deux défauts :

— certaines couleurs saturées ont des teintes anormales (effet de métamérisme) ;

— les luminances relatives (et par suite les saturations apparentes) des couleurs saturées ne sont pas respectées.

Il y aurait donc intérêt à utiliser à l'examen le même illuminant qu'à la prise de vue. Le procédé étant peu pratique, on peut au moins imaginer un illuminant de valeur moyenne, de l'ordre de 4 000 °K.

En télévision, l'image lumineuse occupe une faible part du champ visuel. La présence du vaste champ environnant noir provoque un niveau d'adaptation pour lequel l'écran paraît trop lumineux pour être examiné longtemps sans fatigue. Une faible ambiance lumineuse est donc nécessaire. En couleur cette ambiance n'est acceptable qu'à deux conditions :

— qu'elle ne frappe pas directement l'écran, ce qui provoquerait une forte distorsion du rendu des valeurs ;

— qu'elle ait la même qualité que l'écran, c'est-à-dire l'aspect très bleu de l'illuminant (6 740 °K).

En rassemblant ces données, on pourrait proposer un illuminant télévision ayant une température de couleur de l'ordre de 4 000 °K, le récepteur étant équipé d'une lampe annexe de même qualité de couleur placée de façon à ne pas éclairer directement l'écran. Cette suggestion est toute gratuite en ce sens qu'elle ne se soucie aucunement des impératifs et des limitations techniques de la télévision en couleur. Elle se borne à présenter un modèle idéal dans lequel les difficultés d'adaptation de l'observateur et les défaillances de la reproduction trichrome seraient probablement réduites au minimum.

BIBLIOGRAPHIE

[1] MacAdam D.L. — Perceptions of colors in projected and televised pictures. Journal of the SMPTE, September 1956.

[2] Evans E.M., Hanson W.T., Brewer W.L. — Principles of color photography. Chapter 4, 1953.

[3] Evans R.M. — Eye, film and camera in color photography. Chapters 4 and 5, 1959.

LE FILM EN COULEUR ET SON UTILISATION A LA TÉLÉVISION

PAR

R. BUFFARD

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur en chef à l'ORTF

Introduction

Au moment où la télévision va se charger du fardeau de la couleur, l'expérience des techniciens du film dans la reproduction des images colorées est heureusement déjà longue et le film en couleur est en mesure de fournir à la télévision un système de base indispensable. Qu'il s'agisse de trouver dans le film, en tant qu'objet-programme, une part des sujets qui pourraient être proposés pendant les heures « couleur » qu'il s'agisse d'emprunter aux techniques du film les moyens d'enregistrer les images spécialement destinées à la télévision, le film en couleur se présente aujourd'hui comme un produit hautement élaboré, capable cependant de s'adapter à des impératifs nouveaux. La technologie du film a surmonté la plupart des difficultés et placé en fait le film en couleur dans la même position favorable qu'occupe le film noir et blanc. Il est à peine besoin de rappeler que le film a, par rapport à la bande magnétique, deux avantages essentiels :

— son indépendance à l'égard des systèmes d'analyse et, pour la couleur, à l'égard du codage,

— la légèreté de l'équipement de prise de vues, notamment pour les tournages d'actualités.

Il a contre lui la complexité des traitements chimiques du développement couleur et, si on met à part l'utilisation directe des inversibles d'actualités, la lenteur inévitable des processus de fabrication qui conduisent au produit fini.

Si nous restons sur le plan des principes techniques, la question de l'emploi du film en couleur à la télévision englobe un certain nombre de problèmes distincts. Il faut tout d'abord étudier les particularités du film en tant qu'objet coloré ; c'est l'objet de la première partie. Nous pouvons aborder ensuite le problème de l'analyse de cet objet coloré pour les transmissions de télévision (deuxième partie). Dans une troisième partie, nous verrons quelques aperçus sur les problèmes beaucoup plus complexes de la reproduction des couleurs du sujet par le film ou par l'intermédiaire du film.

1. Le film en tant qu'objet coloré

1.1. Généralités

Dans beaucoup de cas, le film n'est pas un intermédiaire neutre dans la reproduction des scènes colorées et il faut le considérer lui-même comme un objet coloré déterminé. Il s'agit, si l'on veut, du film en tant qu'« objet programme » emprunté à un fond existant qui est celui du film cinématographique. Mais il est clair que cette notion s'applique à tous les films de fabrication élaborée, c'est-à-dire où l'équipe de production peut obtenir une certaine image sur le film, sans qu'il y ait une relation absolue avec le sujet filmé. On peut jouer sur la lumière ou les filtres au tirage des copies, ou à la prise de vues sur les éclairages, les maquillages, les décors. L'image de référence est, en définitive, celle qui est portée par le film.

En fait, une telle image n'existe qu'à partir du moment où on éclaire le film avec une source lumineuse S, et le choix de cette source est loin d'être indifférent. En matière de reproduction des couleurs, la qualité est faite de multiples améliorations de détail et, en particulier, les films sont conçus pour être projetés avec des sources lumineuses déterminées. Les films commerciaux du format 35 mm sont faits pour être projetés à l'arc, dont le spectre est en moyenne celui de la figure 1.

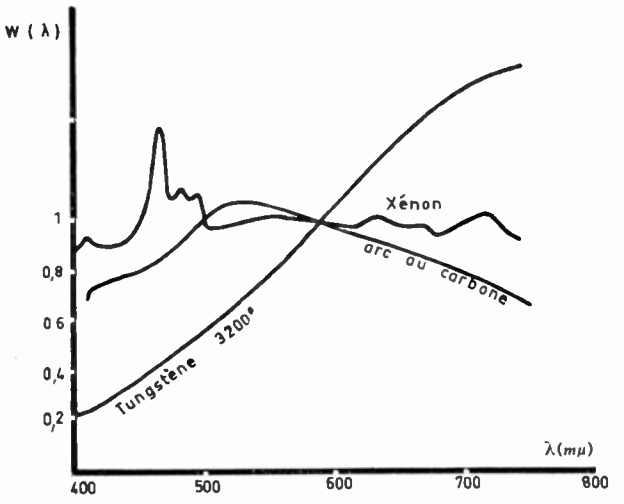


FIG. 1. — Spectres de différentes sources utilisées pour la projection des films.

Les films des formats 16 mm et au-dessous, ou les diapositives d'amateur, sont faits pour une projection à la lampe au tungstène, dont le rayonnement est assimilé à celui d'un corps noir à la température de 3 200 °K.

Eliminons pour l'instant cette difficulté et examinons les propriétés de l'objet film. Techniquement parlant, on peut caractériser le film, c'est-à-dire chaque point identifiable du film, par son seul spectre d'absorption, ce qui revient à considérer les couleurs obtenues lorsqu'on l'éclaire par une source à énergie constante en fonction de la longueur d'onde (dite source E en langage colorimétrique). L'absorption sélective d'un film en couleur est très généralement due à l'action combinée de trois courbes colorées superposées. La couche cyan absorbe le rouge, la couche magenta a son absorption maximale dans le vert et la couche jaune absorbe le bleu. Des courbes d'absorption typiques de ces trois couches sont données figure 2. Le film réalise ainsi ce qu'on appelle une synthèse « soustractive » des couleurs par opposition à la synthèse additive réalisée par exemple dans le tube trichrome. Nous allons préciser le mécanisme de cette synthèse.

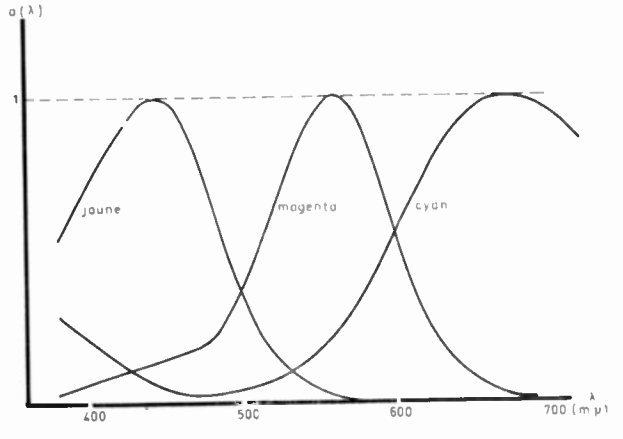


FIG. 2. — Courbes d'absorption typiques des trois couches colorées pour un film inversible.

1.2. MÉCANISME DE LA SYNTHÈSE SOUSTRACTIVE

La reproduction des teintes et des valeurs est obtenue par la modulation de la densité des colorants des trois couches. Le mécanisme est relativement facile à expliquer à partir des données de base de la colorimétrie, dans le cas d'une synthèse soustractive idéale. Ce cas correspond à l'utilisation de colorants fictifs et théoriques, dont les courbes d'absorption réaliseraient idéalement les créneaux de la figure 3. Dans ce cas, les propriétés obtenues sont directement accessibles par des calculs relativement simples. Dans le choix des colorants réels (fig. 2) on essaie bien entendu de se rapprocher de la situation idéale, mais on en reste assez loin et les propriétés du film relativement à la synthèse soustractive ne sont complètement accessibles qu'à l'aide d'une installation de calcul. Nous allons essayer d'indiquer les grandes lignes de ces propriétés, en commençant par des cas simples.

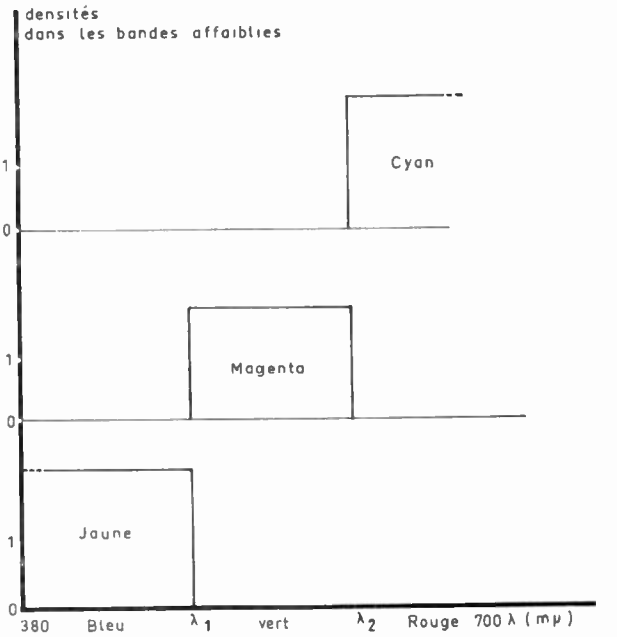


FIG. 3. — Système idéal de colorants pour une synthèse soustractive (les densités de chaque colorant sont modulables, par exemple dans la gamme de 0 à 3).

1.2.1. *Mise en œuvre d'un seul colorant*

Considérons par exemple une couche unique comprenant le colorant jaune de la figure 3. Les propriétés de cette couche dépendent d'un seul paramètre : la concentration en colorant. Lorsque la concentration est nulle, on a une absorption nulle à toutes les longueurs d'onde, et on obtient le blanc correspondant à la couleur de la source $S(\lambda)$. Lorsque la concentration augmente, l'absorption se développe à des degrés différents suivant les longueurs d'onde. Elle se modifie selon la concentration en suivant, pour chaque longueur d'onde λ, une loi exponentielle d'exposant $a(\lambda)t$, la transparence pour la longueur d'onde λ étant

$$T(\lambda) = 10^{-a(\lambda)t},$$

le paramètre t étant proportionnel à la concentration.

On écrira également en introduisant la densité $d(\lambda)$:

$$d(\lambda) = -\log T(\lambda) = a(\lambda)t$$

On voit que la modulation de la concentration d'un colorant provoque une modification par affinité de la courbe $d(\lambda)$ (fig. 4).

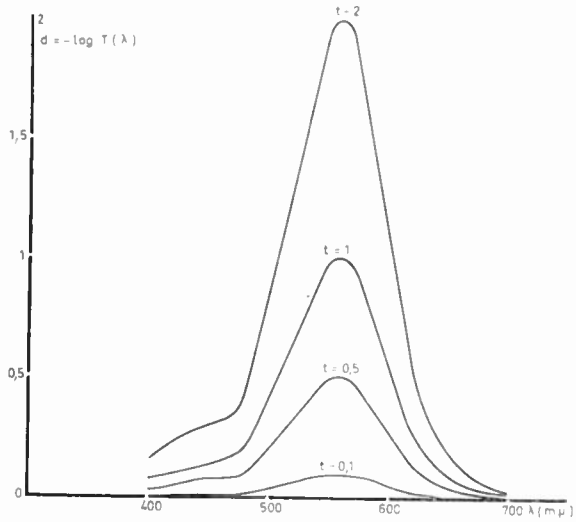


FIG. 4. — Evolution de la densité $d(\lambda)$ pour des concentrations croissantes du colorant.

Pour une concentration t, le point de couleur correspondant sera obtenu par le mécanisme suivant :

$$X = \int S(\lambda)\, 10^{-a(\lambda)t}\, \bar{x}(\lambda)\, d\lambda$$

$$Y = \int S(\lambda)\, 10^{-a(\lambda)t}\, \bar{y}(\lambda)\, d\lambda$$

$$Z = \int S(\lambda)\, 10^{-a(\lambda)t}\, \bar{z}(\lambda)\, d\lambda$$

$$x = \frac{X}{X+Y+Z} \qquad T = \frac{Y}{\int S(\lambda)\, \bar{y}(\lambda)\, d\lambda}$$

$$y = \frac{Y}{X+Y+Z}. \qquad d_e = -\log T$$

Expressions dans lesquelles les fonctions $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ sont les fonctions normalisées de la CIE et x, y sont les coordonnées du point de couleur obtenu dans le diagramme X, Y; T est la transparence équivalente (quotient de l'énergie lumineuse transmise avec colorant, à l'énergie lumineuse transmise en l'absence de colorant), et d_e la densité visuelle correspondante.

Avec un colorant idéal, on montre facilement que lorsque la concentration augmente, le point de couleur obtenu progresse à partir du blanc vers un point limite J_∞, le long d'un segment de droite. La teinte reste constante tandis que la saturation augmente, en même temps que la transparence diminue (assez peu d'ailleurs).

Pour le colorant réel, une concentration infinie n'a guère de sens, et on s'arrêtera à une densité maximale de l'ordre de 3 pour les longueurs d'onde les plus défavorisées. On obtient ainsi un point limite J_R que l'on atteint par un chemin non rectiligne, la transparence au maximum de saturation étant notablement inférieure à la transparence limite atteinte avec le colorant idéal, en raison des absorptions parasites.

1.2.2. *Combinaisons de deux colorants*

Prenons par exemple la combinaison de la couche jaune précédente avec une couche magenta. Le principe des calculs est le même, les intégrales à considérer étant de la forme :

$$X = \int S(\lambda) 10^{-a_1(\lambda)t_1 - a_2(\lambda)t_2} \bar{x}(\lambda)\, d\lambda$$

etc.

Dans le cas idéal des colorants de la figure 3, les résultats conservent une remarquable simplicité. (fig. 5)

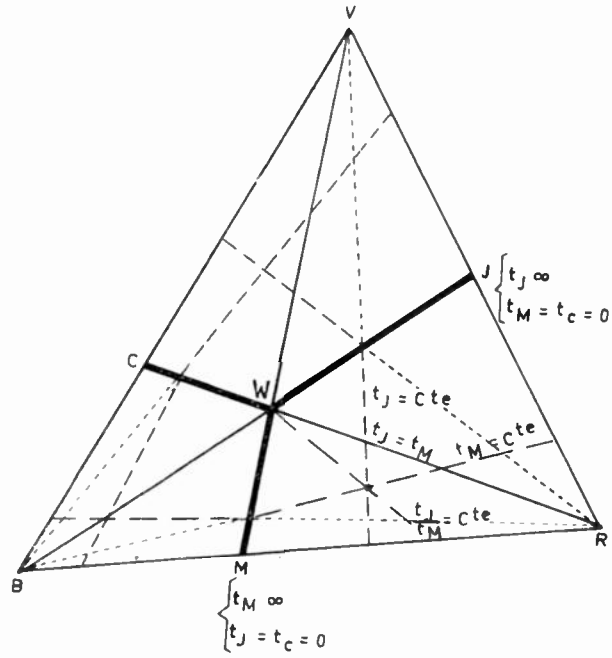


FIG. 5. — Diagramme colorimétrique de la synthèse soustractive idéale. Combinaisons des colorants deux à deux.

— Pour t_1 donné, c'est-à-dire une certaine densité de jaune, le point de couleur obtenu en faisant varier la concentration du colorant magenta, décrit un segment de droite passant par un point fixe V, et limité pour t_2 infini sur une droite fixe MR.

De même pour t_2 donné, on se déplace sur des droites passant par un point fixe B, en aboutissant à des points limites situés sur JR. Le point R est obtenu pour des concentrations infinies de colorants jaune et magenta. Il correspond à une primaire composite rouge. Les points V et B sont les primaires composites obtenues à partir des colorants jaune et cyan (vert), et cyan et magenta (bleu).

— Pour un rapport t_1/t_2 donné, la teinte est constante, le point de couleur se déplaçant sur une droite

1.2.3. *Combinaisons à trois colorants. Modulation des valeurs*

Les combinaisons de trois colorants 2 à 2 permettent d'atteindre tous les points de couleur reproductibles par le film, mais ne sont en aucun cas suffisantes pour envisager la reproduction d'images en couleur. En effet, à chaque combinaison binaire, donc à chaque point de couleur correspond une valeur et une seule de la transparence du film. On n'a aucune possibilité de modulation des valeurs.

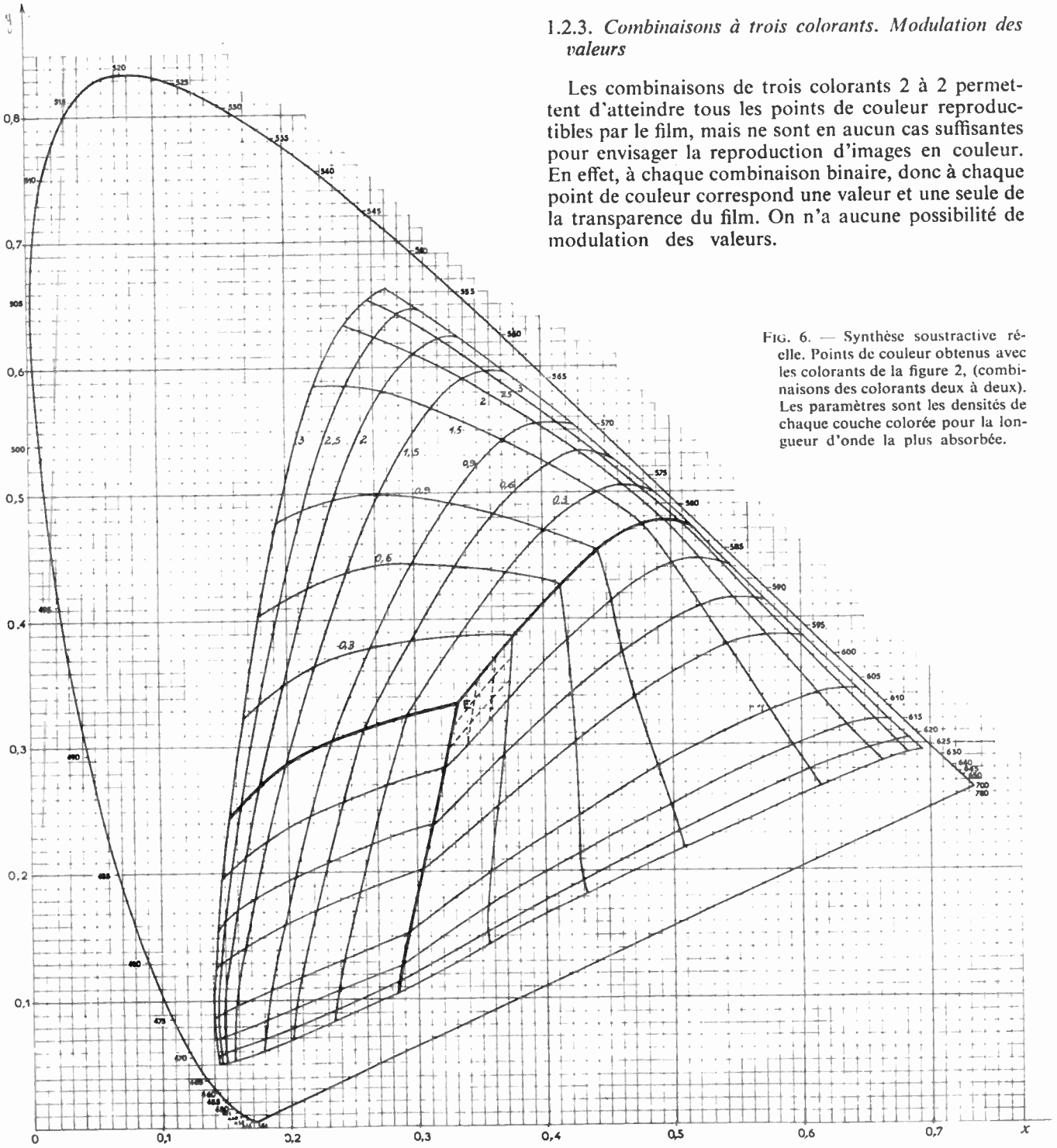


FIG. 6. — Synthèse soustractive réelle. Points de couleur obtenus avec les colorants de la figure 2, (combinaisons des colorants deux à deux). Les paramètres sont les densités de chaque couche colorée pour la longueur d'onde la plus absorbée.

issue du point blanc en direction des droites limites ci-dessus.

— Chaque couple t_1 t_2 correspond à un point de couleur du quadrilatère *WJRM*. A l'aide des trois combinaisons jaune magenta, jaune cyan et cyan magenta, on couvre le triangle *RVB* dans le diagramme des couleurs.

Dans le cas de colorants réels, les quadrilatères tels que *WJRM* deviennent curvilignes, et leur juxtaposition couvre un hexagone curviligne. On reconnaît sur la figure 6 la façon dont les propriétés *a*, *b*, *c* ci-dessus se trouvent modifiées.

La possibilité de moduler les valeurs, c'est-à-dire de faire varier la quantité de lumière transmise pour un point de couleur donné, est apportée par l'intervention du troisième colorant, selon un mécanisme qui n'est simple que pour la synthèse soustractive idéale :

Pour un point de couleur donné, accessible par une combinaison de deux colorants, une modulation de valeur peut être obtenue en superposant une densité « neutre » absorbant également toutes les longueurs d'onde avec la densité d_N. Dans le système soustractif idéal, une telle densité neutre est obtenue par une

combinaison des trois colorants, à densités partielles égales à d_N. Ainsi un jaune donné par le seul colorant jaune à la densité d_e (obtenue pour la densité partielle t_1), pourra être reproduit à la densité visuelle d_e+d_N, il suffira d'avoir pour chaque couche les densités suivantes :

Jaune t_1+d_N ↘
Magenta d_N → Densité visuelle équivalente d_e+d_N
Cyan d_N ↗

Il faut cependant noter que, pour les couleurs jaunes les plus saturées, les valeurs de t_1 seront importantes ; il est alors possible qu'on n'arrive pas à augmenter la densité partielle de la couche jaune jusqu'à la valeur t_1+d_N choisie. Autrement dit, si on fixe une densité partielle maximale d_{max} pour les couches de colorant, les possibilités de modulation dépendront du point de couleur. On ne pourra obtenir que les densités visuelles comprises entre d_e et $d_e+d_{max}-t_1$. C'est ce qu'exprime le graphique de la figure 7, où l'axe des abscisses représente le segment *EJ*. Des graphiques analogues peuvent être obtenus pour toutes les teintes.

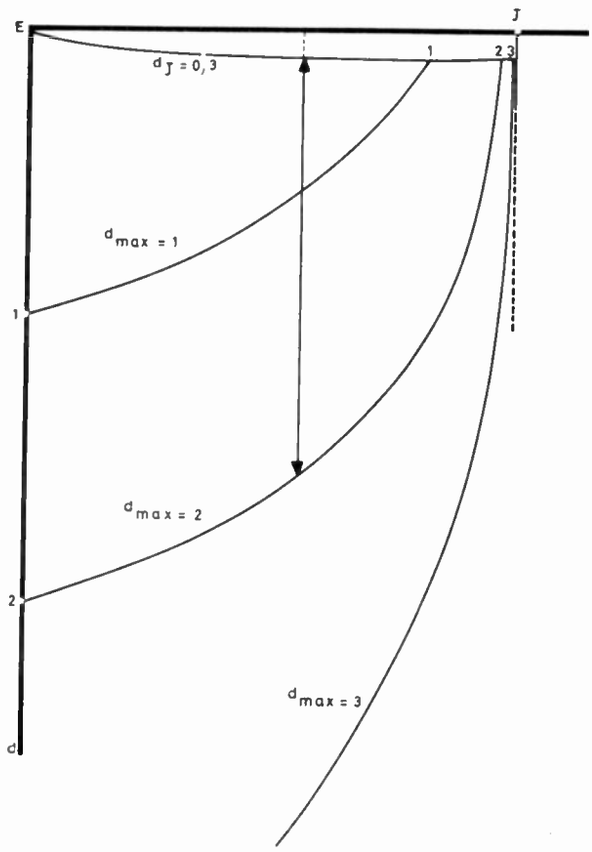


FIG. 7. — Synthèse soustractive idéale. Gamme des valeurs reproductibles pour un point de couleur jaune donné sur E.J.

La transposition de ces raisonnements dans le cas des colorants réels se heurte cependant à de très graves difficultés. Si un point de couleur donné peut être obtenu par une combinaison de deux colorants, la modulation des valeurs par des combinaisons à trois colorants se conçoit par analogie avec ce qui a été dit plus haut, mais cette modulation n'est pas d'une expression analytique simple. Nous rencontrons ici ce que l'on peut appeler le problème du neutre.

1.3. Le problème du neutre

Les difficultés que nous rencontrons ici résultent de l'impossibilité de réaliser par la combinaison de trois colorants réels, une absorption indépendante de λ (sauf à la limite, pour l'absence totale des trois colorants). On pourrait penser que cette difficulté n'est pas réelle, car s'il s'agit seulement de donner à l'œil une impression neutre, il n'est pas nécessaire de remplir une condition aussi difficile, il suffit que le point de couleur de la lumière transmise soit le point de couleur de la source. Cette condition est effectivement réalisable pour des densités équivalentes croissantes avec des combinaisons judicieuses de concentrations, croissantes pour chaque colorant. Les lois de croissances à réaliser sont différentes pour chacun des trois colorants, et leur détermination ne peut être obtenue que par approximations successives. Malgré ces difficultés, la chose est techniquement réalisable et on obtient ainsi une gamme de gris neutres pour la source $S(\lambda)$. Nous touchons là à un des problèmes clés du film en couleurs : ajuster les processus pour une reproduction correcte d'une gamme de gris. Toutefois nous n'avons pas résolu absolument notre problème de la modulation des valeurs par l'addition d'un neutre : les combinaisons neutres pour la source $S(\lambda)$ ne le seront plus lorsque le spectre de la source sera modifié par un ou deux colorants. En toute rigueur, il faut rechercher une gamme de combinaisons neutres pour chaque point de couleur. Ceci revient à dire qu'avec les colorants réels, les combinaisons à trois colorants doivent être traitées comme telles et ne peuvent se ramener de façon simple à des combinaisons à deux colorants, plus un neutre.

Nous conserverons malgré tout ce point de vue parce qu'il donne une bonne idée physique de la reproduction des couleurs par le film. Il faut retenir par exemple que les couleurs les plus saturées ne peuvent être obtenues que dans une gamme de valeurs de plus en plus réduite au fur et à mesure qu'on se rapproche de la limite de l'hexagone de la figure 6. Sur le contour de l'hexagone, deux des colorants sont utilisés à leur densité maximale et il n'est pas possible de maintenir le point de couleur en ajoutant un troisième colorant. La recherche d'une valeur plus sombre entraînera une désaturation par le noir (couleur « cassée »). Au contraire, la recherche d'une valeur plus claire ne peut conduire qu'à diminuer la concentration des deux colorants fondamentaux, donc à une désaturation vers le blanc (couleur « lavée »).

2. L'analyse des objets « film » à la télévision

2.1. Correspondance des domaines représentatifs

Il vient immédiatement à l'esprit, d'après les résultats de l'analyse précédente, qu'il faut étudier les correspondances possibles entre les domaines des couleurs « film » et les domaines des couleurs reproductibles sur le récepteur de télévision. Ce dernier do-

maine est parfaitement défini : c'est l'intérieur du triangle *RVB* dont les sommets sont les points de couleur des luminophores du récepteur.

La simple comparaison du triangle *RVB* avec le domaine hexagonal type d'un « objet film » est tout à fait rassurante car elle montre une assez bonne concordance entre les domaines des points de couleur offerts pour les deux systèmes. Or on connaît les règles théoriques qui permettent de reproduire par synthèse additive dans le domaine *RVB* le point de couleur exact que présente le film. A chaque triplet *RVB* correspondent en effet trois courbes d'analyse $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$, $\bar{b}(\lambda)$. Si le film a un spectre d'absorption $\Sigma(\lambda)$, le spectre de l'objet film éclairé par $S(\lambda)$ sera $\Sigma(\lambda)S(\lambda)$ et il suffira d'appliquer sur les primaires *RVB* des signaux de luminances proportionnels à

$$r = \int \Sigma(\lambda)\ S(\lambda)\ \bar{r}(\lambda)\ d\lambda$$
$$v = \int \Sigma(\lambda)\ S(\lambda)\ \bar{v}(\lambda)\ d\lambda$$
$$b = \int \Sigma(\lambda)\ S(\lambda)\ \bar{b}(\lambda)\ d\lambda$$

pour retrouver le même point de couleur que celui de la lumière de spectre $\Sigma(\lambda)S(\lambda)$

Les problèmes se posent donc en principe de la même façon que pour la caméra électronique, et il ne serait pas utile d'en reprendre ici l'exposé, si l'analyse du film ne présentait, par certains aspects, des difficultés spéciales. L'expérience a prouvé que le pourcentage de résultats satisfaisants dans l'analyse des films est, dans l'état actuel des choses, nettement inférieur au même pourcentage pour des images de caméra. Il est certain qu'il faut distinguer, dans les échecs, les films déjà médiocres à la projection, les films encore acceptables à la projection, mais dont les défauts sont désagréables à la télévision, enfin les films corrects à la projection, dont les effets sont plus ou moins mal rendus sur le tube trichrome. Les difficultés se décomposent en quelques problèmes types, dont les principaux sont examinés ci-après.

2.2. Le problème des courbes d'analyse

2.2.1. *Solution classique*

Comme nous l'avons dit plus haut, il existe une solution théorique exacte au problème de l'analyse de l'objet coloré constitué par le film éclairé par une source $S(\lambda)$, pour une reproduction en synthèse additive trichrome *RVB*. Les signaux commandant les luminances des primaires *RVB* doivent être proportionnels aux intégrales *r*, *v*, *b* du paragraphe ci-dessus.

Les fonctions $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$, $\bar{b}(\lambda)$ qui interviennent dans ces intégrales ont malheureusement des parties négatives irréalisables dans des domaines de longueur d'onde assez étendus ; on pourrait cependant les obtenir par des combinaisons linéaires de trois courbes toujours positives, ce qui revient, en colorimétrie, à faire une analyse avec des primaires irréelles R_t, V_t, B_t suivie d'un matriçage pour revenir aux axes *RVB*. Toutefois la matrice correspondante a des coefficients négatifs, le triangle *RVB* étant intérieur au triangle $R_tV_tB_t$, et les soustractions de signaux qu'implique un tel matriçage ne s'effectuent qu'avec des pertes notables dans le rapport signal-bruit. Sans revenir sur ces questions traitées dans l'exposé de M. Rémy (1), il faut remarquer que l'on adopte souvent ce point de vue classique en négligeant de faire apparaître la source $S(\lambda)$, choisie pour faire du film un objet coloré. Les courbes d'analyse des télécinémas sont dans cette conception les produits :

$$S(\lambda)\bar{r}(\lambda)$$
$$S(\lambda)\bar{v}(\lambda)$$
$$S(\lambda)\bar{b}(\lambda)$$

eux-mêmes obtenus physiquement par les produits des fonctions de λ correspondant :

— à la source de lumière réelle,

— à la courbe de transmission des trois systèmes optiques complexes,

— à la courbe de sensibilité de chaque capteur.

Les erreurs colorimétriques constatées lors de la reproduction peuvent ainsi être décomposées en deux parties :

— les erreurs dues aux imperfections des courbes d'analyse colorimétrique

$$\bar{r}'(\lambda),\ \bar{v}'(\lambda),\ \bar{b}'(\lambda)$$

— les transformations dues au changement de blanc, le point de couleur de la source $S(\lambda)$ étant généralement reproduit comme un blanc *C*.

L'idée même de changement de blanc suggère qu'une partie (qui peut être importante) de ces erreurs colorimétriques, peut être neutralisée par le phénomène d'adaptation chromatique de l'œil. Toutefois, les transformations colorimétriques « neutres » n'ayant pu, jusqu'à présent, trouver une expression définie et précise, une étude objective des résultats de la reproduction par télécinéma est réellement difficile. Il reste l'appréciation purement subjective, qui conduit à retoucher de façon apparemment empirique les courbes d'analyse. L'exposé qui suit a pour objet de donner une base théorique aux formes de raisonnement qui guident ces retouches empiriques.

2.2.2. *Autre solution du problème de l'analyse*

Si la solution classique est basée sur des courbes d'analyse théoriques, donnant une solution exacte du problème, il faut remarquer tout d'abord que l'on s'est efforcé de résoudre un problème plus général que celui qui est posé par l'analyse d'un film. La solution fournie par les courbes d'analyse est valable pour un objet coloré quelconque, alors qu'il suffirait de trouver une solution pour l'objet film tel que nous l'avons étudié dans la première partie.

Or, si nous considérons un objet film idéal, dont les colorants ont les courbes en créneaux de la figure 3, il existe effectivement une solution théorique parfaite au problème de l'analyse pour une reproduction additive, en dehors de l'utilisation des courbes $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$, $\bar{b}(\lambda)$. La figure 5 suggère en effet une équivalence complète entre la synthèse soustractive idéale et une synthèse additive à partir des primaires composites

(1) Voir dans ce même numéro « Fidélité de la reproduction des couleurs en télévision ».

de film. Cette équivalence s'exprime, comme on peut le vérifier, par la proposition suivante :

• Si on teste par une courbe d'analyse inscrite dans le créneau, la transparence de chaque couche dans sa plage d'absorption, et si on applique à des primaires additives *R V B* ayant pour points de couleur les primaires composites du film, des signaux proportionnels :

— à la transparence cyan pour la primaire rouge,
— à la transparence magenta pour la primaire verte,
— à la transparence jaune pour la primaire bleue,

les points de couleur obtenus dans la synthèse additive sont les mêmes que ceux offerts par le film éclairé par la source *E*, et les luminances se correspondent également à un coefficient constant près.

Cette solution théorique nouvelle fournit, en définitive, un thème de travail beaucoup plus riche et fructueux que la solution classique. Il est entendu que les films réels n'ont pas la structure idéale utilisée ci-dessus, et il en résultera des imperfections notables, mais la discussion de ces imperfections est plus facile :

— les colorants réels ont des absorptions parasites, chacun étendant son domaine d'absorption dans le domaine qui devrait être commandé par ses voisins. Par exemple, on ne peut tester utilement la transparence du colorant « cyan » par une courbe d'analyse centrée sur 600 mμ, car les perturbations apportées par le colorant magenta sont trop importantes. Il faudra s'éloigner vers 650 mμ...

— les primaires composites des jeux de colorants réels sont mal définies (elles dépendent de la densité limite considérée) et le quadrillage rectiligne des lignes d'égale densité est remplacé par un réseau curviligne, alors que la synthèse additive lui fera correspondre obligatoirement un réseau rectiligne,

— dans le cas où les primaires de synthèse additive sont différentes des primaires composites du film, un matriçage est, en principe, nécessaire,

— l'application de ces conceptions conduirait constamment à un rétrécissement des courbes d'analyse, si on n'était limité par le bruit qui résulte de la diminution de l'énergie transmise aux capteurs photoélectriques.

Malgré toutes ces difficultés, cette façon de voir a incontestablement conduit à des améliorations sensibles dans le domaine colorimétrique. Elle justifie et explique des courbes d'analyse qui ont été essayées avec le meilleur succès (fig. 8), et laisse la voie ouverte à des perfectionnements nouveaux.

Il faut signaler en passant une difficulté de principe : on n'aperçoit pas bien, dans le mécanisme proposé, où intervient le choix de l'illuminant $S(\lambda)$ nécessaire pour faire du film un objet coloré. En réalité $S(\lambda)$ n'intervient qu'en modifiant les primaires composites du film, ce qui signifie que des modifications de $S(\lambda)$ n'auront pour conséquence que de modifier le matriçage final. Ceci laisse supposer que ce matriçage, souvent négligé, est un élément essentiel du processus.

Reconnaissons, en tous cas, une distinction fondamentale entre le télécinéma et la caméra électronique, distinction due aux propriétés caractéristiques des

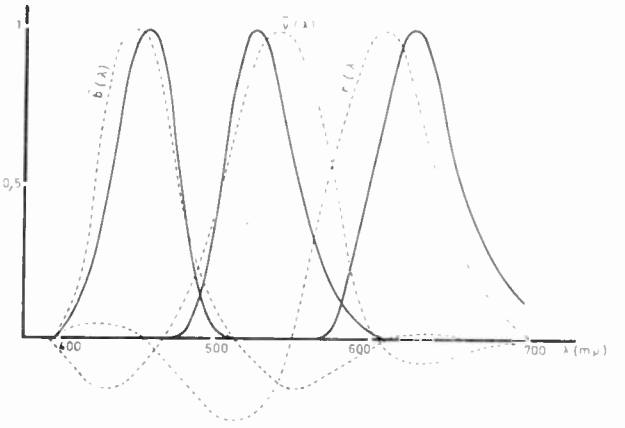


FIG. 8. — Courbes d'analyse typiques de télécinéma (traits pleins) courbes théoriques $\bar{r}(\lambda)$, $\bar{v}(\lambda)$ et $\bar{b}(\lambda)$ (en tirets).

objets « film ». Ces objets forment un ensemble bien défini et pratiquement dénombrable, caractérisé par les trois paramètres « densité » des trois couches colorées. Les méthodes qui peuvent réussir dans l'analyse de ces objets ne sont pas valables pour la caméra qui est confrontée à des objets colorés quelconques non identifiables comme un groupe organisé.

2.3. Le problème du changement de blanc

C'est le problème auquel se heurte systématiquement toute reproduction sur le tube trichrome. Dans notre cas particulier, supposons que nous ayions résolu le problème des courbes d'analyse, de telle façon que, le film étant supposé éclairé par $S(\lambda)$, le point de couleur reproduit puisse, dans tous les cas, être le même que celui de la combinaison $S(\lambda)\,\Sigma(\lambda)$. Le blanc maximal donné par le film correspondra à la fonction $\Sigma(\lambda) = 1$ et le point de couleur obtenu sera celui de la source $S(\lambda)$. On peut concevoir par exemple, s'il s'agit d'un film 16 mm, qu'on ait voulu l'éclairer avec une source $S(\lambda)$ correspondant à une lampe à incandescence de température de couleur 3 200 °K (fig. 1). On calcule facilement que cela revient à accepter une transmission dont les signaux maximaux sont de 0,8 V sur la voie verte et 0,45 V pour la voie bleue (1 V sur la voie rouge), la norme de transmission donnant sur le récepteur un blanc *C* pour les signaux égaux sur les trois voies. Cette solution serait peut-être acceptable si on disposait sur le tube trichrome d'une réserve suffisante de lumière et de contraste. Dans l'état actuel des choses, il n'en est pas question. La transmission sera donc faite de telle façon que le blanc maximal du film (absence de colorants) corresponde à 1 V sur chaque voie, donc au blanc *C* sur le récepteur. Dans l'hypothèse, toute théorique, où les points de couleur auraient été correctement reproduits avant modification du blanc, les points de couleur du film se trouvent alors modifiés selon le champ de vecteurs de la figure 9.

L'appréciation des défauts apportés par une telle transformation est difficile. Il est connu que le phénomène d'adaptation chromatique permet à l'œil de classer et de repérer correctement les couleurs, malgré des changements d'illuminant importants, mais ce phénomène d'adaptation ne répond à aucune loi qui

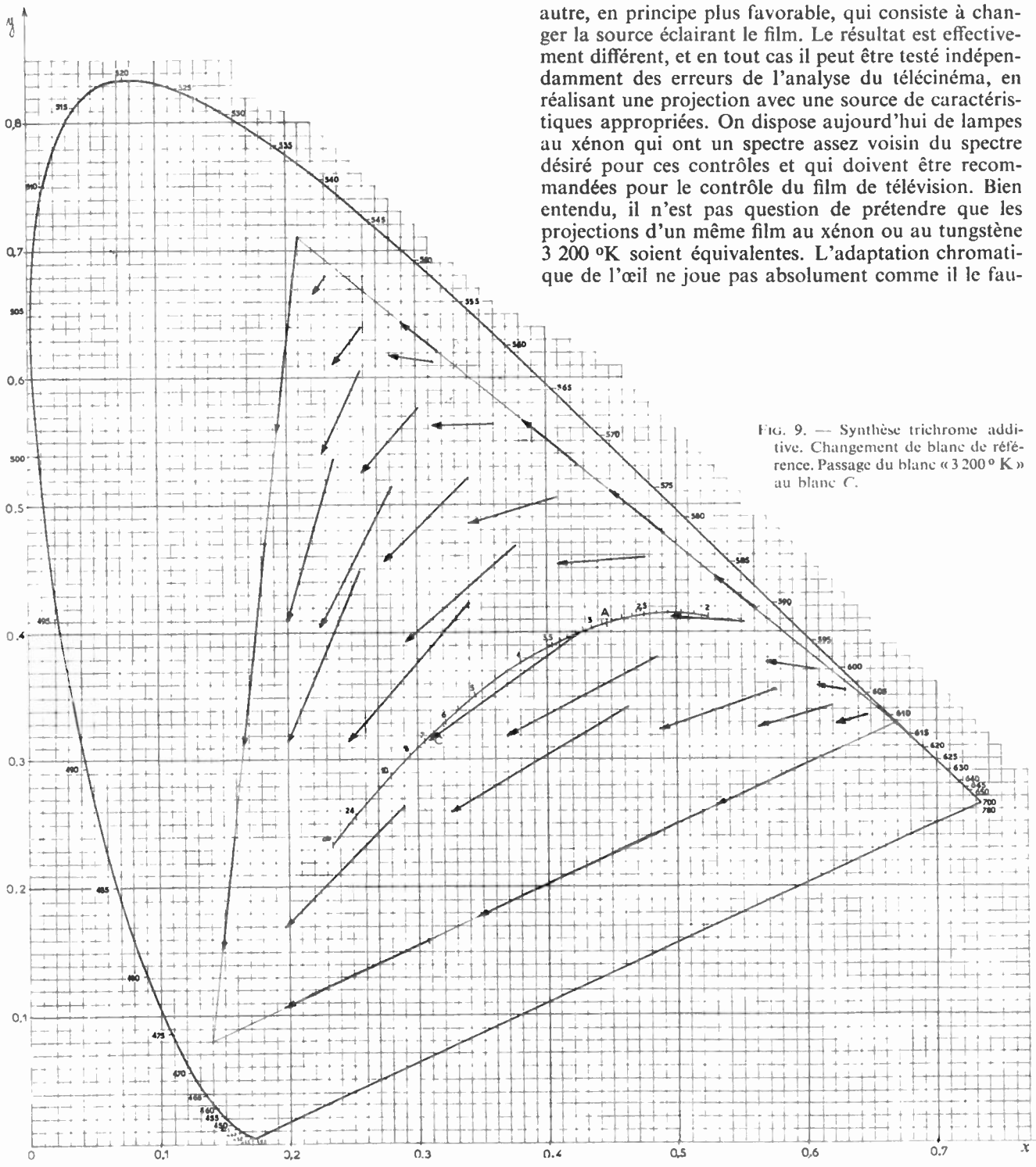


FIG. 9. — Synthèse trichrome additive. Changement de blanc de référence. Passage du blanc « 3 200 ° K » au blanc *C*.

soit connue avec précision, et qui permette de déterminer les transformations « neutres » pour l'œil. Il est bien évident que la transformation de la figure 9 n'a d'ailleurs aucune chance d'être « neutre » pour l'œil ; le fait qu'elle conserve fixes les points *R V B* laisse prévoir des défauts sensibles dans le domaine des couleurs saturées correspondant.

Pour éviter ce piège, une solution facile consiste à choisir, comme illuminant du film, une source $S(\lambda)$ ayant pour point de couleur le blanc *C*. On remplace ainsi un changement de blanc du type de la figure 9 par un autre, en principe plus favorable, qui consiste à changer la source éclairant le film. Le résultat est effectivement différent, et en tout cas il peut être testé indépendamment des erreurs de l'analyse du télécinéma, en réalisant une projection avec une source de caractéristiques appropriées. On dispose aujourd'hui de lampes au xénon qui ont un spectre assez voisin du spectre désiré pour ces contrôles et qui doivent être recommandées pour le contrôle du film de télévision. Bien entendu, il n'est pas question de prétendre que les projections d'un même film au xénon ou au tungstène 3 200 °K soient équivalentes. L'adaptation chromatique de l'œil ne joue pas absolument comme il le faudrait et, s'il s'agit d'un film destiné par sa conception à une projection au tungstène à 3 200 °K, une telle projection sera généralement jugée meilleure et plus satisfaisante. Mais si la télévision peut prétendre à une reproduction fidèle du film, il ne peut s'agir, dans l'état actuel des normes de réglage, que d'un film éclairé par une source *C*.

Retenons en définitive qu'il n'est pas possible de traiter correctement la question du changement de blanc dans la reproduction des films, si la source équivalente de projection $S(\lambda)$ n'est pas clairement iden-

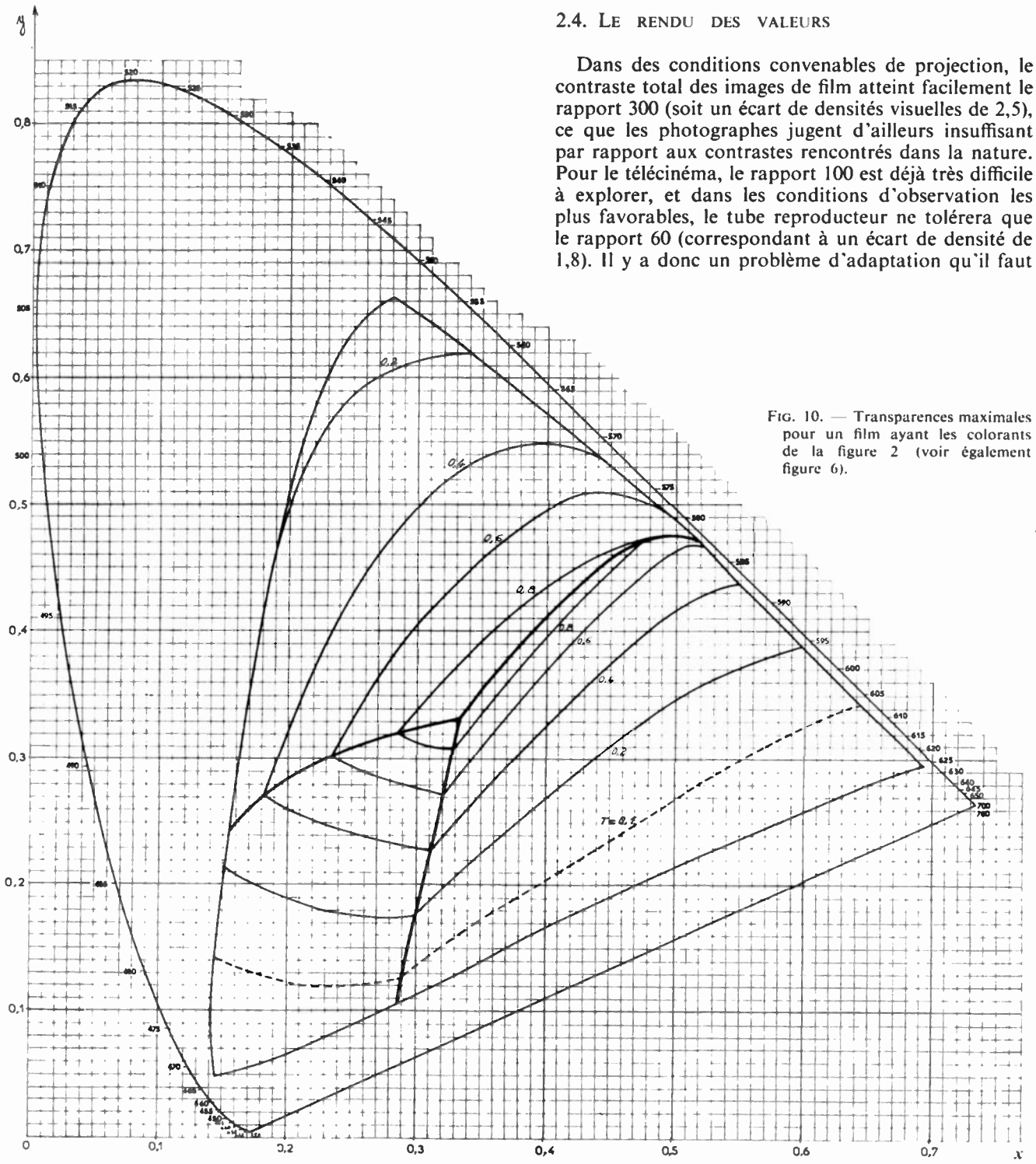


FIG. 10. — Transparences maximales pour un film ayant les colorants de la figure 2 (voir également figure 6).

tifiée lors des opérations d'analyse. Nous avons vu au paragraphe 2 précédent que cette identification n'est pas immédiate. L'usage implicite d'une source E (à énergie constante) simplifie bien des choses, mais empêche de poser correctement les problèmes de l'analyse. En cette matière, de mauvais raisonnements conduiraient à de mauvaises méthodes de réglage, plus néfastes en elles-mêmes que des courbes d'analyse imparfaites.

2.4. LE RENDU DES VALEURS

Dans des conditions convenables de projection, le contraste total des images de film atteint facilement le rapport 300 (soit un écart de densités visuelles de 2,5), ce que les photographes jugent d'ailleurs insuffisant par rapport aux contrastes rencontrés dans la nature. Pour le télécinéma, le rapport 100 est déjà très difficile à explorer, et dans les conditions d'observation les plus favorables, le tube reproducteur ne tolérera que le rapport 60 (correspondant à un écart de densité de 1,8). Il y a donc un problème d'adaptation qu'il faut résoudre au mieux pour éviter de « perdre » une partie importante du contenu des images transmises. Toutes les images de film n'utilisent pas en elles-mêmes le contraste total de 2,5, mais le grand rapport de contraste utilisable à la projection, autorise le film à présenter des images dont la transparence moyenne est assez faible ; la transposition de ces images sur le tube trichrome est déplaisante parce qu'elle occupe la zone des plus faibles valeurs reproduc-

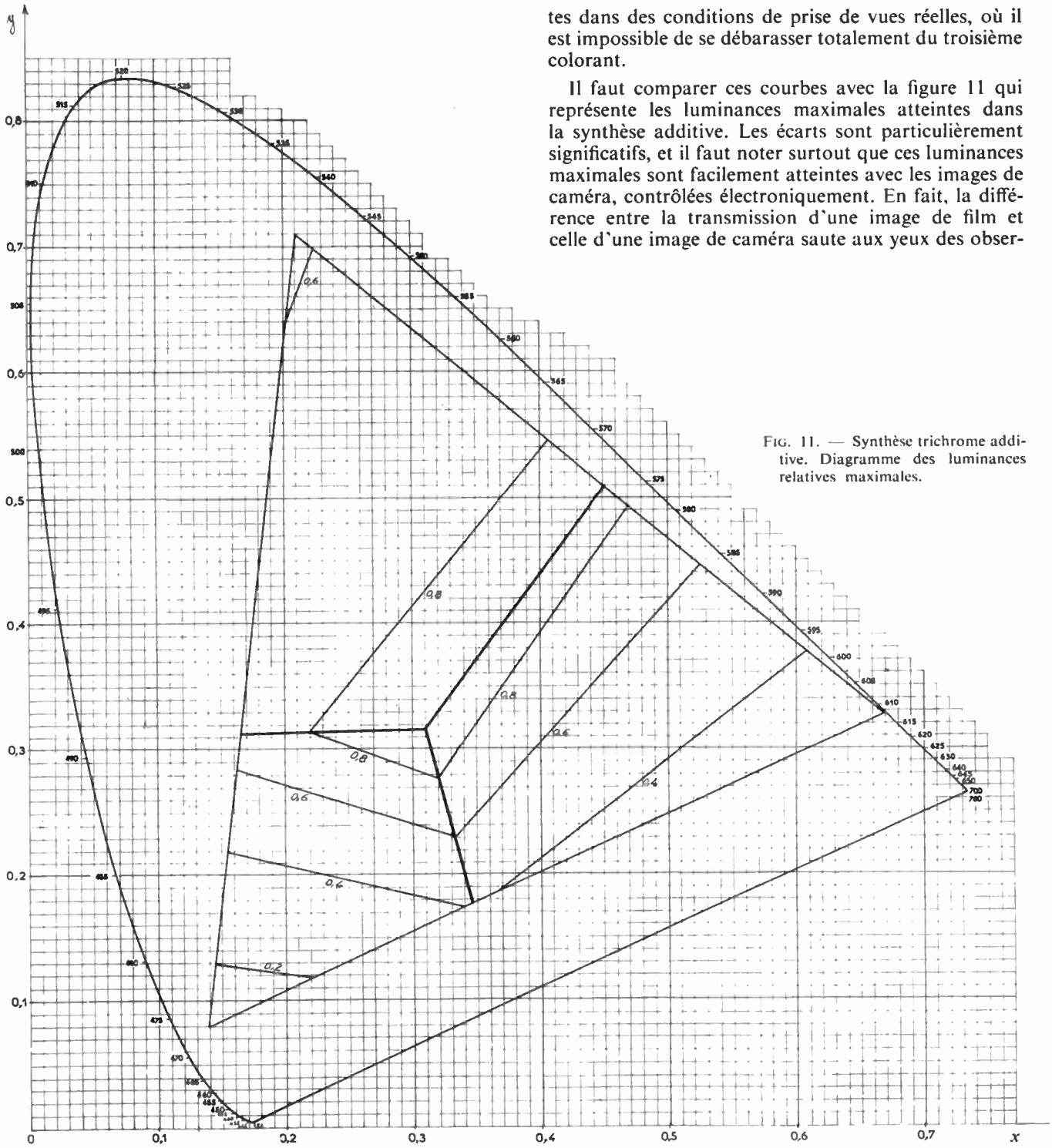


FIG. 11. — Synthèse trichrome additive. Diagramme des luminances relatives maximales.

tes dans des conditions de prise de vues réelles, où il est impossible de se débarasser totalement du troisième colorant.

Il faut comparer ces courbes avec la figure 11 qui représente les luminances maximales atteintes dans la synthèse additive. Les écarts sont particulièrement significatifs, et il faut noter surtout que ces luminances maximales sont facilement atteintes avec les images de caméra, contrôlées électroniquement. En fait, la différence entre la transmission d'une image de film et celle d'une image de caméra saute aux yeux des observateurs les moins avertis ; dans les conditions de contraste offert par un téléviseur, cette différence n'est pas en faveur de l'image film.

tibles, sans utiliser totalement la capacité lumineuse du tube.

On peut trouver une des origines de ces difficultés dans le graphique de la figure 10 qui représente, pour les combinaisons de colorants réels de la figure 6, les transparences calculées pour chaque point de couleur. (On a tracé les courbes d'égale transparence dans le domaine reproductible). Ce sont les transparences maximales qui peuvent être atteintes pour chaque point de couleur, et en fait elles ne sont jamais atteintes

2.4.1. *Le problème des réglages de gain*

Une des premières conditions à remplir pour mettre toutes les chances de son côté est un placement correct du signal d'analyse par rapport au signal maximal.

Suivant la nature du programme et les particularités des « effets » que l'on veut conserver, les solutions applicables sont :

— *le contrôle automatique de gain :* applicable avec une bonne efficacité dans les cas concrets (film d'actualités, séquences d'extérieurs), un tel système est capable de régler simultanément le gain des trois voies de façon que la combinaison linéaire donnant la luminance totale atteigne le maximum au cours de la durée d'une image,

— *le réglage manuel en cours de reproduction :* coûteuse en personnel qualifié cette solution n'est acceptable que si l'on donne à l'agent responsable des moyens d'intervention plus efficaces qu'un simple contrôle de niveau,

— *le réglage une fois pour toutes sur des conditions nominales indépendantes du film :* il est bien entendu nécessaire de définir les conditions nominales de fonctionnement du télécinéma, et on peut espérer que si l'on fait des films spécialement pour la télévision, ils pourront être lus dans ces conditions nominales. Une norme internationale actuellement à l'étude prévoit que le signal maximal sera obtenu pour des densités de 0,3 à 0,4. Si on admet que la densité neutre du support, indépendamment de tout colorant, est de l'ordre de 0,2, ceci correspond au fait que des densités de colorant inférieures à 0,2 sont exceptionnelles et ne conduisent pas à des représentations photographiques correctes lorsqu'on les trouve sur des plages étendues.

2.4.2. *Le correcteur de gamma.*

Le correcteur de gamma n'est pas un organe particulier au télécinéma ; il s'agit d'effectuer avant la transmission du signal une précorrection compensant la caractéristique de luminance du récepteur. Il est facile de se rendre compte que la difficulté de réaliser cette correction augmente avec le contraste total que l'on désire respecter.

Si on considère une correction d'exposant 0,45, valeur qui correspond à un gamma conventionnel de 2,2 sur les récepteurs, le respect d'un contraste de 10 est sans doute facile (fig. 12) :

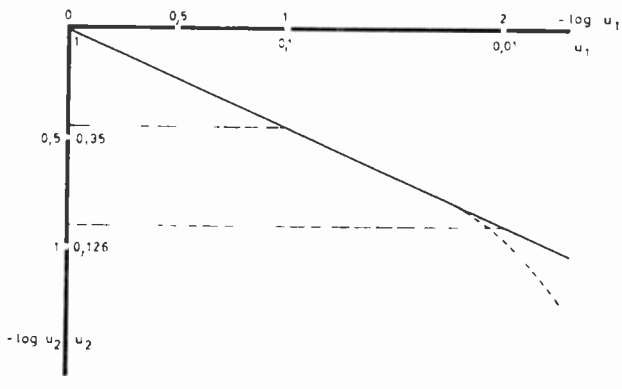


FIG. 12. — Correction de gamma $u_2 = u_1^{0,45}$ (échelles logarithmiques). La correction réelle (en tirets) s'écarte de la courbe théorique pour les petits signaux.

– à un signal de 1 V correspondra, après gamma, un signal de 1 V,

– à un signal de 0,1 V correspondra, après gamma, un signal de 0,35 V.

Pour un contraste de 100, il faut traiter correctement un signal de 0,01 V :

– à un signal de 0,01 V doit correspondre, après gamma, un signal de 0,126 V.

L'amplification du bruit dans les plages sombres est alors de l'ordre de 20 dB, ce qui est vraiment beaucoup.

Dans la plupart des cas, le signal transmis ne sera donc pas correctement traité en gamma, au-dessous de 0,15 V environ, ce qui aura pour conséquence un effondrement rapide des valeurs vers le noir, assorti, pour les plages sombres, de dominantes colorées incontrôlables : la voie la plus faible étant sous-corrigée, tout défaut d'équilibre des neutres se trouve accentué inévitablement.

Inversement, on conçoit qu'il soit possible, en jouant sur la correction de gamma de chaque voie, de rattraper des défauts systématiques dans l'équilibre des neutres faisant apparaître sur le film des dominantes colorées.

Ce faisant, nous entrons dans le domaine du traitement électronique de l'information contenue dans le film.

3. La reproduction fidèle de la scène filmée ; extension des buts de l'analyse

3.1. GÉNÉRALITÉS

En passant en revue les problèmes de l'analyse des films en couleur à la télévision, nous avons déjà dû prendre en considération des particularités de l'objet « film », qui sont des imperfections notables telles que le manque de transparence pour les saturations élevées, dû aux absorptions parasites des colorants. D'autres défauts, affectant la sensibilité des différentes couches à la prise de vues, et l'imperfection des mécanismes de transfert, font que l'image du film, même projetée dans des conditions idéales, ne saurait atteindre à la reproduction fidèle de la scène filmée.

D'un autre côté, nous avons découvert dans les systèmes d'analyse des imperfections qui, pour déplorables qu'elles soient, peuvent peut-être être compensées ou contournées dès l'instant qu'elles sont connues. Mieux encore, la recherche d'une analyse vraiment fidèle du film passe par des voies si complexes qu'elles conduisent fatalement à l'idée d'une analyse « améliorée » capable de compenser les défauts systématiques du film.

L'idée d'une reproduction fidèle de la scène enregistrée, à travers le système film + télévision, est évidemment très séduisante. Dans ce cas, le film ne serait qu'un intermédiaire normalisé, pas nécessairement fidèle ou même agréable en tant qu'objet film. Les photographes connaissent et utilisent de tels films dits intermédiaires, pour ne pas parler des négatifs, spécialement conçus pour servir au tirage de produits finis corrects.

Le problème d'une reproduction fidèle des scènes mérite d'être posé et il se pose d'ailleurs de plusieurs façons :

— Si on veut, par exemple, réaliser des « inserts » filmés, séquences d'émission préenregistrées sur film pour des raisons qui tiennent à la technique de production, et qui se trouvent insérées entre des prises de vues directes, la fidélité souhaitable consiste à restituer des images exactement comparables par leurs couleurs et leur structure de valeurs, à celles fournies par la caméra. C'est un problème très difficile, dont la solution ne sera atteinte qu'en donnant au système d'analyse le maximum de possibilités d'interprétation...

— Un autre cas à considérer est la prise de vues sur des sujets d'art (tableaux, etc.) où la fidélité dans la restitution des teintes et des valeurs est une chose essentielle ; fidélité peut-être toute « subjective » puisque le changement de blanc posera les problèmes d'adaptation chromatique, mais qui ouvre la porte à l'ambition légitime de reproduire autre chose que l'« interprétation film » de l'objet.

Ces problèmes difficiles peuvent être abordés de plusieurs points de vue.

a) On peut rechercher un film photographiquement idéal, et simultanément un système d'analyse idéal.

Ceci nous ramène au chapitre précédent en ce qui concerne l'analyse des films, et laisse aux photographes toutes leurs responsabilités.

b) On peut accepter les films tels que l'industrie photographique les réalise et entreprendre de corriger par des moyens électroniques :

— les défauts de structure inévitables,

— les déformations systématiques introduites en vue de la reproduction sur écran.

c) On peut aussi demander à l'industrie du film un effort d'adaptation dans lequel le film et le télécinéma se corrigeraient mutuellement pour arriver au résultat optimal.

On ne voit que trop bien, dans les deux derniers cas, les complications qui résulteraient dans l'exploitation des télécinémas, de la coexistence de plusieurs types de film exigeant des corrections variées, en admettant même que les corrections appliquées ne doivent pas être choisies pour chaque bobine, ou pour chaque séquence de programme. Mais les avantages escomptés sont si considérables que rien n'arrêtera la recherche et l'expérimentation de telles solutions.

3.2. Les corrections électroniques

Pour préciser ce que l'électronique peut apporter au film comme contribution à la correction mutuelle des défauts, il suffit de passer en revue les points sensibles que nous avons rencontrés dans la deuxième partie. Déjà pour le problème des courbes d'analyse, nous avons montré en 2.2.2. qu'il est possible d'imaginer le film comme un film parfait, et dans la mesure, par exemple, où l'on va tester la transparence « rouge » en dehors des absorptions parasites de la couche magenta, on remplace incontestablement le film analysé par un autre film libéré de ce défaut.

3.2.1. *Corrections des absorptions parasites*

Cette correction est connue sous le nom de « masquage électronique », le « masquage » qui est la création d'un masque coloré complémentaire étant une technique utilisée par les photographes sur les films intermédiaires pour arriver au même résultat. C'est la généralisation de l'idée ci-dessus : pour les voies verte et bleue, on n'a pas la possibilité d'éviter que les absorptions parasites faussent le test de la transparence des couches, mais on peut apporter les corrections voulues. Il est facile d'avoir une idée des moyens à employer :

— Supposons en effet que nous ayons réduit l'analyse à trois bandes étroites centrées sur les longueurs d'onde λ_R, λ_V, λ_B,

- les lois d'absorption des trois colorants étant connues (voir 1re partie) sous la forme :
  $a_J(\lambda)$ pour le jaune analysé sur λ_B
  $a_M(\lambda)$ pour le magenta analysé sur λ_V
  $a_C(\lambda)$ pour le cyan analysé sur λ_R ;
- les concentrations des colorants étant données par les paramètres t_J, t_M, t_C, les transparences individuelles des couches seront, pour $\lambda = \lambda_B$:

$$T_{JB} = 10^{-a_J(\lambda_B)t_J}$$

$$T_{MB} = 10^{-a_M(\lambda_B)t_M}$$

$$T_{CB} = 10^{-a_C(\lambda_B)t_C}$$

et on mesure au total :

$$T'_J = T_{JB} \cdot 10^{-a_M(\lambda_B)t_M} 10^{-a_C(\lambda_B)t_C} .$$

Mais :

$$a_M(\lambda_B) = A_{MB}\, a_M(\lambda_V)$$

$$a_C(\lambda_B) = A_{CB}\, a_C(\lambda_R),$$

les paramètres constants A_{MB}, A_{CB} étant plus petits que 1 et ayant une signification évidente, de sorte que :

$$T'_J = T_{JB} \cdot T_{MV}^{A_{MB}} \cdot T_{CR}^{A_{CB}}$$

de même : $T'_M = T_{JB}^{A_{JV}} \cdot T_{MV} \cdot T_{CR}^{A_{CV}}$

$$T'_C = T_{JB}^{A_{JR}} \cdot T_{MV}^{A_{MR}} \cdot T_{CR},$$

système qui permet théoriquement d'obtenir les transparences T_{JB}, T_{MV} et T_{CR} des couches prises isolément et dans la plage d'analyse voulue. La solution exacte consiste à obtenir les transformées logarithmiques des quantités T_A (ce qui revient à travailler sur des densités) et à opérer une transformation linéaire dont la matrice sera l'inverse de la matrice des A. Une transformation antilogarithmique donnera alors les transparences cherchées.

Il est facile de voir que, si les coefficients A sont de l'ordre de 0,1, les corrections à apporter sur les densités sont de l'ordre de 0,4 à 0,5 dans les cas extrêmes, ce qui correspond à une modification très importante dans les signaux appliqués aux voies de synthèse.

Dans une telle opération, les trois couches colorées sont réduites à des supports d'information destinés aux voies d'analyse et, dans la mesure où ces informations sont correctes, l'image colorée qu'elles offrent à la projection ne peut être satisfaisante. Autrement dit, il est absurde de vouloir appliquer des corrections électroniques totales à un film dont les techniques de fabrication ont été élaborées dans le but de compenser, d'une façon ou de l'autre, l'influence subjective des mêmes défauts que l'on veut corriger. Par exemple, on a toutes chances, ce faisant, d'obtenir une gamme de gris très imparfaite avec d'énormes virages colorés ; d'autre part, l'exactitude du traitement est particulièrement importante pour les transparences faibles ; la densité utilisable est limitée par la qualité du système électronique.

Sur un film projetable, la mise en œuvre de telles corrections ne peut être que dosée avec beaucoup de prudence, et prend la valeur d'une interprétation du contenu du film. Il est encore trop tôt pour savoir si des résultats suffisamment probants seraient obtenus en réalisant des films spécialement destinés à être corrigés par masquage électronique.

3.2.2. *Correction des courbes de sensibilité à la prise de vues*

Nous n'avons pas parlé jusqu'ici de la façon dont on peut obtenir, pour chaque couche colorée, la densité exacte qui permettra la reproduction du point de couleur et de la valeur correspondant à l'objet photographié. On sait qu'en pratique, la mise au point d'un film en couleurs et des techniques de fabrication associées est une affaire infiniment complexe où les principes de base n'ont, somme toute, qu'un rôle très minime. Obtenir sur le film des images colorées valables, le transformer en l'objet film étudié dans la première partie, est une opération difficile à mettre en équation et qui peut justement se réclamer de l'« art photographique ». On trouvera sur la figure 13 les courbes de sensibilité d'un film inversible type.

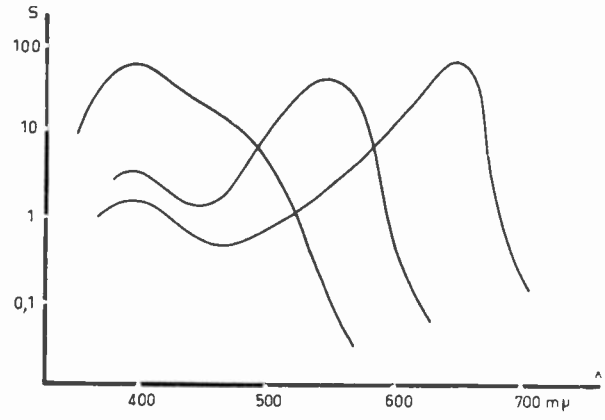


FIG. 13. — Sensibilités spectrales des trois couches d'un film inversible type.

Une première cause de faiblesse des principes théoriques est la trop grande imperfection des colorants réalisables, ce qui oblige à en compenser les défauts par de multiples astuces. Mais précisément nous venons de découvrir le moyen d'annuler par l'analyse électronique l'influence de ces imperfections, et de faire correspondre au film un film idéal. Le contenu coloré d'un tel film est, nous l'avons vu, représentable à l'aide de trois primaires composites fixes et définies, et par conséquence, l'information portée par chaque couche doit correspondre à une analyse de la lumière reçue, par trois courbes correspondant aux primaires en question. Etant donné que le film idéal ne peut être projeté comme tel puisqu'il est fictif, et qu'il n'existe que pour le télécinéma, on arrive à la conclusion que la meilleure solution est que les courbes d'analyse correspondent aux primaires de la télévision. En quelque sorte, le film sert à enregistrer sur trois voies d'enregistrement des signaux analogues aux signaux d'une caméra électronique. Les courbes d'analyse idéales étant irréalisables, en raison principalement de lobes négatifs, il apparaît une possibilité de correction par matriçage des signaux restitués par l'analyse du télécinéma...

C'est évidemment aller très loin et en tout cas faire du film un objet dénué par lui-même d'intérêt artistique ... Il est difficile d'admettre que le « film de télévision » puisse être celà, sauf peut-être pour des applications d'ordre purement technique, comme l'enregistrement par kinescope.

3.2.3. *Correction des courbes de transfert*

On sait que, dans la technique cinématographique, on utilise généralement des courbes de transfert à « gamma » supérieur à l'unité, ce qui signifie que dans la représentation de la figure 14, la courbe donnant les densités en fonction du logarithme de l'exposition est relativement rectiligne dans sa partie utile, mais avec une pente supérieure à l'unité (en valeur absolue).

Cette pratique peut être justifiée en partie par la nécessité de corriger les effets de la lumière parasite

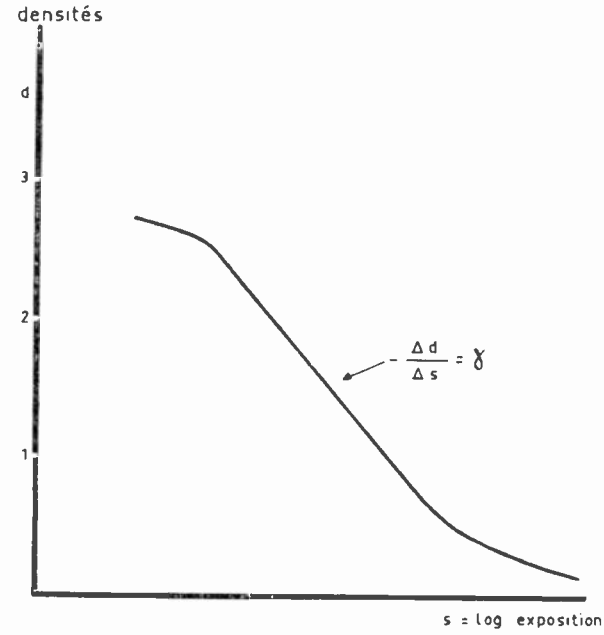


FIG. 14. — Caractéristique de transfert du procédé photographique.

tant à la prise de vue qu'à la projection. En fait, elle procure surtout une compensation physiologique au manque de luminosité et de saturation des couleurs reproduites par le film (voir première partie). Pour la reproduction au télécinéma, l'exagération des contrastes de valeurs n'est évidemment pas favorable, et si on imagine que la luminosité et la saturation normales sont rétablies par un traitement électronique, un gamma supérieur à 1 n'est plus nécessairement favorable.

La correction électronique de la courbe de transfert pour ramener le gamma à l'unité ne pose pas de problème de principe, mais elle va dans le même sens que la correction de gamma du récepteur (§ 2.4.2.) dont elle augmente singulièrement la difficulté. En toute logique, un film destiné au tratitement électronique devrait présenter un gamma ramené à l'unité et peut-être même inférieur.

La correction des courbes de transfert ouvre encore d'autres possibilités ; celles-ci plus immédiatement applicables, dans la correction des déséquilibres des courbes relatives à chaque courbe colorée. De tels déséquilibres proviennent en général d'erreurs technologiques diverses. Un cas entre cent est, par exemple, celui du traitement des films inversibles surexposés ou sous-exposés. Il est impossible, dans ce cas, d'adapter le traitement de façon que les courbes de transfert gardent toutes trois l'allure idéale qui permet de respecter l'échelle des gris neutres.

En première approximation, il s'agit d'une erreur de gamma dont la correction s'imagine facilement. On sera donc conduit à installer sur chaque voie, en plus des correcteurs au gamma nominal de 0,45, un correcteur d'appoint. Il ne peut s'agir bien entendu que d'un système de correction ajustable.

3.3. L'apport du film

En allant à l'extrême des possibilités du traitement électronique, on finit par ne plus voir dans le film que le support de trois images superposées traduisant les trois informations de couleur nécessaires à la synthèse additive. L'utilisation de couches colorées est un moyen commode pour effectuer la sélection de ces informations, et leur couleur importe peu, pourvu que la sélection soit facile. Tel est peut-être le schéma du film de télévision de demain, qui ne pourrait pas véritablement s'intituler film en couleur, mais serait en quelque sorte un procédé d'enregistrement de signaux trichromes à images visibles, utilisant les techniques du film en couleur.

Dans l'état actuel des choses, un tel système n'est qu'une vue de l'esprit et, compte tenu des difficultés du développement trichrome, il n'est peut-être pas le meilleur.

Il est plus raisonnable d'envisager des adaptations limitées pour une meilleure utilisation du film sur les télécinémas. De telles adaptations ont déjà été essayées avec les films de tirage à bas contraste, qui tiennent compte des difficultés de l'analyse des transparences faibles. En projection, les images données par ces films sont légèrement déplaisantes (surtout lorsqu'elles sont comparées aux images données par un film normal), mais leur reproduction par la télévision en couleurs est plus facile et plus agréable. Ces films sont, en outre, mieux adaptés au traitement électronique. D'autres exemples d'adaptation seront, sans doute, proposés dans l'avenir, car les techniciens du film possèdent un clavier aux possibilités très étendues.

4. Conclusion

L'utilisation du film en couleur à la télévision est, d'ores et déjà, rendue possible dans des conditions très convenables pour les télécinémas disponibles actuellement sur le marché ; des progrès substantiels ont été récemment acquis dans les résultats de l'analyse des films, par des études approfondies de l'objet « film » et des conditions dans lesquelles les techniques électroniques et les techniques cinématographiques peuvent s'associer pour un meilleur résultat global. Ces études ont ouvert un champ d'action considérable aux laboratoires de recherche de l'industrie cinématographique et de la télévision. Cependant, la voie ne sera véritablement ouverte aux corrections électroniques de toute nature que lorsqu'on aura atteint une protection suffisante par rapport au bruit, ce qui implique probablement la mise en œuvre de sources lumineuses plus intenses que celles utilisées sur nos télécinémas actuels à spot lumineux.

BIBLIOGRAPHIE

— *Principles of color sensitometry*. Edité par : Society of Motion Pictures and Television Engineers, 9 East, 41st Street, New York (N.Y.) — USA.

— *Principles of color photography*, par Ralph M. Evans, W.T. Hanson, W. Lyle Brewer. Edité par John Wiley and Sons, New York.

— *Farbmetrik und Farbfilmabtaster*, par G. Neuhaus. Rundfunk Technische Mitteilungen. 2.1966, pp. 49-55.

— *The use of electronic masking in color television*, par R.P. Burr. Proceedings of the IRE, janv 1954, pp.192-200.

— *Color Film for colour television*, par C.B.B. Wood et F.A. Griffiths. Journal of British Kinematography, mai 1966.

— *Elektronische Korrektur Möglichkeiten bei der Abtastung von Farbfilmen*, par G. Hogel, A. Heller. Rundfunk technische Mitteilungen, 1. 1967, pp. 49-55.

TÉLÉVISION EN COULEUR ET COLORIMÉTRIE : Contribution des mathématiques appliquées et traitement sur ordinateur*

PAR

M.R. GLOWINSKI

Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur à l'ORTF

Introduction

Dès sa création, le Laboratoire de Traitement de l'Information de l'ORTF, s'est trouvé confronté à l'aspect Mathématique de différents problèmes posés par le développement de la Télévision en couleur, problèmes dont la solution devait évidemment se concrétiser par des résultats numériques.

Citons pour mémoire :

— Etude du spectre de la salve de chrominance SECAM avec application à sa transmission par faisceaux hertziens.

— Composition des distorsions de phase différentielle sur une chaîne de Télévision en couleur, problème résolu de façon satisfaisante par une méthode de simulation du type Monte-Carlo.

— Etude comparée des bruits de chrominance de différents systèmes de Télévision en couleur [1] et [2].

Puis à ces problèmes qui sont essentiellement des problèmes de transmission, donc à caractère radioélectrique prononcé, si l'on peut se permettre cette expression, sont venus s'en ajouter d'autres, relevant beaucoup plus de la colorimétrie et de la reproduction des couleurs.

L'exposé qui va suivre se propose donc de présenter quatre exemples de problèmes qui, à notre avis, donnent une vue synthétique des activités du Laboratoire de Traitement de l'Information de l'ORTF, au cours des huit mois qui viennent de s'écouler, dans le domaine de la Télévision en Couleur et de la Colorimétrie.

Il s'agit des quatre études suivantes :

1) Détermination des caractéristiques d'une chaîne de transmission video par la méthode des transformées de Fourier.

2) Détermination de la sensibilité spectrale d'une voie de Télécinéma couleur.

3) Correction des erreurs de chrominance d'un ensemble caméra-récepteur de Télévision en couleur.

4) Etude de la dispersion en éclairage *C*, d'échantillons de mêmes coordonnées colorimétriques en éclairage *A*.

1. Détermination des caractéristiques d'une chaîne de transmission vidéo par la méthode des transformées de Fourier

1.1. Aspect physique

Dès lors qu'il s'agit de transmettre correctement des images de Télévision en Couleur, la qualité de la ligne utilisée joue évidemment un rôle fondamental et à ce sujet chacun connaît l'influence néfaste que peuvent avoir sur l'image, d'éventuelles distorsions de phase ou, ce qui est équivalent, des variations trop rapides de temps de propagation (ou encore temps de groupe) en fonction de la fréquence.

Dans ces conditions, il est essentiel de disposer de méthodes susceptibles de fournir simplement des ren-

* Conférence prononcée le 7 juin 1967 au cours de la demi-journée d'études de la 8e section de la SFER sur le colorimétrie en Télévision en couleur.

seignements sur les caractéristiques des chaînes de transmission et plus particulièrement sur les caractéristiques Amplitude-Fréquence et Phase-Fréquence.

A cet effet, l'ORTF a développé systématiquement depuis plusieurs années, l'utilisation des lignes-test ; cette technique est analysée en détail dans l'article de Monsieur GUINET de ce même numéro de l'*Onde Electrique* [3].

En ce qui concerne la détermination des deux caractéristiques mentionnées ci-dessus, il semble que la méthode la plus simple et la plus élégante d'accéder à leurs connaissances respectives, de façon très précise, soit la méthode des Transformées de Fourier qui sera exposée dans les paragraphes suivants, mais que nous allons résumer brièvement :

On injecte à l'entrée de la chaîne, pendant la durée de la ligne-test, une impulsion théoriquement en « Sin² » dont la durée à mi-hauteur est $T = \frac{1}{2F_c}$, où F_c est la fréquence de coupure du canal.

La réponse de la ligne de transmission à cette impulsion est alors échantillonnée à un pas suffisamment faible devant T, ce qui permet le calcul approché de sa transformée de Fourier avec une bonne précision.

Pour s'affranchir d'écarts éventuels entre l'impulsion en « Sin² » théorique et l'impulsion réellement utilisée, celle-ci est échantillonnée comme l'impulsion de sortie, ce qui permet alors le calcul de sa transformée de Fourier.

La connaissance des deux transformées détermine entièrement la fonction de transfert de la ligne dans le *plan complexe*, c'est-à-dire en amplitude et en phase.

Remarquons que la validité de la méthode repose sur la *linéarité* de quadripôle constitué par la ligne de transmission, mais qu'il est envisagé de généraliser cette étude aux quadripôles non linéaires en s'inspirant de l'étude de [9] sur les réseaux non linéaires.

1.2. ASPECT MATHÉMATIQUE

$a(t)$ et $r(t)$ étant respectivement les impulsions d'entrée et sortie, leurs transformées de Fourier $A(f)$ et $R(f)$, sont données par :

$$A(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2j\pi ft} a(t)\, dt \qquad (1)$$

$$R(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-2j\pi ft} r(t)\, dt \qquad (2)$$

Et nous écrirons :

$$A(f) = |A(f)| e^{j\varphi A(f)} \qquad (3)$$

$$R(f) = |R(f)| e^{j\varphi R(f)} \qquad (4)$$

Ces notations sont évidentes :

Le quadripôle étant supposé linéaire, sa fonction de transfert $T(f)$ est donnée très simplement par :

$$T(f) = \frac{R(f)}{A(f)} = \frac{|R(f)|}{|A(f)|} e^{j[\varphi R(f) - \varphi A(f)]} \qquad (5)$$

soit encore :

$$\left.\begin{aligned} |T(f)| &= \frac{|R(f)|}{|A(f)|} \\ \varphi_T(f) &= \varphi_R(f) - \varphi_A(f) \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

Enfin le temps de propagation $\tau(f)$ est déterminé par

$$\tau(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_T}{df} . \qquad (7)$$

La détermination des caractéristiques Amplitude-Fréquence $|T(f)|$, et temps de Propagation-Fréquence $\tau(f)$, est donc bien ramenée par (S) à celle des transformées $A(f)$ et $R(f)$ des impulsions d'entrée et sortie.

1.3. MÉTHODES NUMÉRIQUES

La durée des impulsions d'entrée et sortie est suffisamment brève pour que l'on puisse les considérer comme nulles hors d'un intervalle de 1 μs autour de l'abscisse qui correspond à la crête de l'impulsion, les intégrales (1) et (2) sont alors des intégrales sur un intervalle fini, et l'on pourrait penser à utiliser une méthode de quadrature suffisamment précise pour les calculer, par exemple, la méthode de SIMPSON, en fait dès que f est un peu élevé, les méthodes de quadrature ordinaires tombent en défaut par suite des oscillations violentes de la fonction à intégrer, il est nécessaire de faire appel à des techniques plus élaborées.

Trois méthodes ont été utilisées pour le calcul approché des transformées de Fourier ci-dessus :

a) Méthode de PAPOULIS :

Cette méthode est exposée en détail dans [4].

La fonction $g(t)$ que l'on supposera nulle hors d'un intervalle borné $[t_0, t'_0]$ (i.e. à support compact) et dont on cherche la transformée de Fourier $G(f)$, est échantillonnée aux points d'abscisses t_i; $g_i = g(t_i)$ étant les valeurs d'échantillonnage.

$g(t)$ est alors approchée sur $[t_0, t'_0]$ par $g^*(t)$ obtenue en interpolant linéairement entre les abscisses d'échantillonnage (fig. 1) $g^*(t)$ est alors dérivée deux fois *au sens des distributions* [5] d'où :

$$g^*(t)'' = \sum_i \alpha_i \delta(t_i) \qquad (8)$$

où les α_i sont des coefficients déterminés très simple-

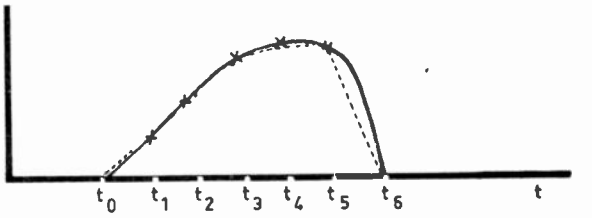


FIG. 1. — $g(t)$ est représentée par la courbe à tracé continu, $g^*(t)$ par la courbe en tireté.

ment à partir de la pente des segments d'interpolation, et où $\delta(t_i)$ sont les distributions de Dirac aux points d'abscisses t_i, et il est évident que la somme (10) comprend autant de termes qu'il y a de points d'échantillonnage.

La transformée de Fourier de $(g^*)''$ au sens des distributions [5] vaut :

$$G_2^*(f) = \sum_i \alpha_i \, e^{-2j\pi f t_i} \tag{9}$$

et toujours d'après [5],

$$G_2^*(f) = -4\pi^2 f^2 G(f) = \sum_i \alpha_i \, e^{-2j\pi f t_i} \tag{10}$$

Le calcul numérique de la transformée est basé sur (10). Il est naturel de se demander si la transformée de Fourier $G^*(f)$ de l'approximation $g^*(t)$ de $g(t)$ est aussi une approximation de $G(f)$:

La réponse est vraie en moyenne quadratique d'après la formule de PARSEVAL :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |g^*(t) - g(t)|^2 \, dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |G^*(f) - G(f)|^2 \, df \tag{11}$$

par contre, l'évaluation de l'erreur locale c'est-à-dire de $\varepsilon(f_0) = |G^*(f_0) - G(f_0)|$ en $f = f_0$ est un problème difficile et à ce sujet on peut utilement consulter [6].

b) Méthode d'ARSAC

Cette méthode empruntée à l'ouvrage de J. ARSAC : TRANSFORMATION DE FOURIER ET THÉORIE DES DISTRIBUTIONS [6], repose sur la formule de Poisson, qui lie $g(t)$ et $G(f)$:

$$g(ph) = G(q/h) \tag{12}$$

et en pratique évalue comme dans la méthode de Papoulis, $G(f)$ à partir de valeurs échantillonnées.

c) Méthode de FILON

Cette méthode exposée dans [7] et [8] permet le calcul approché avec une très grande précision d'intégrales du type :

$$\left.\begin{aligned} &\int_{t_0}^{t'_0} \cos 2\pi f t g(t) \, dt \\ &\int_{t_0}^{t'_0} \sin 2\pi f t g(t) \, dt \end{aligned}\right\} \tag{13}$$

même lorsque les valeurs de f sont très grandes, d'où son emploi dans le calcul des transformées de Fourier. Elle procède aussi à partir de valeurs échantillonnées.

Comparaison des trois méthodes :

Il apparaît que les résultats donnés par les méthodes d'ARSAC et PAPOULIS sont comparables en ce qui concerne la précision, à nombre égal de valeurs échantillonnées avec, malgré tout, un léger avantage à la méthode d'ARSAC qui d'autre part demande moins de temps machine.

La méthode de FILON est beaucoup plus précise que les deux autres méthodes, pour un même échantillonnage, mais est plus compliquée à mettre en œuvre d'un point de vue programmation.

1.4. RÉSULTATS NUMÉRIQUES

Les transformées de FOURIER ont été calculées par les méthodes du paragraphe 1.3., en échantillonnant l'intervalle de 1 μs au pas de 0,2 μs, soit 51 valeurs.

Les résultats sont donnés dans l'article de M. GUINET [3].

1.5. CONCLUSION DU CHAPITRE I

La méthode des transformées de FOURIER permet de déterminer assez simplement et avec, semble-t-il, une bonne précision les caractéristiques amplitude-fréquence et temps de propagation-fréquence d'une chaîne de transmission video.

Elle est particulièrement intéressante lorsque la chaîne comprend des tronçons équipés en faisceaux hertziens qui interdisent pratiquement l'emploi d'un wobulateur par suite des préaccentuations existant dans les fréquences élevées; par ailleurs, elle permet d'accéder très simplement à la connaissance du temps de propagation.

Il semble que cette méthode soit appelée à se développer surtout dans le perspective d'une automatisation du réseau ORTF, avec traitement sur ordinateur des données captées en un point du réseau; à ce titre, il importe de développer encore l'expérience que nous avons avec cette méthode, de rechercher d'autres méthodes de transformation, d'étudier les compromis entre précision, durée de l'intervalle d'intégration, nombre de valeurs échantillonnées, temps de calcul, etc. et surtout de généraliser cette étude aux quadripôles non linéaires.

2. Détermination de la sensibilité spectrale d'une voie de Télécinéma Couleur

2.1. ASPECT PHYSIQUE

Le dispositif d'analyse d'un télécinéma couleur peut être schématisé de la façon suivante :

— une source de lumière,

— le film à analyser,

— un séparateur optique trichrome fournissant les trois flux lumineux R, V, B.

— un photomultiplicateur associé à chacune des voies R, V, B, et qui transforme le signal lumineux caractéristique du film et de la voie en signal électrique.

La sensibilité spectrale propre de la voie d'analyse apparaît alors comme une grandeur importante à connaître, en effet le signal électrique obtenu résultera de la composition des caractéristiques spectrales de la voie et de celles du film ou de la diapositive analysés.

La détermination de la fonction de sensibilité spectrale peut se faire à partir de filtres optiques à bande

étroite, de l'ordre de 10 mμ (1 mμ = 10^{-3} μ = 10 Å), du type interférentiel.

La figure 2 représente la réponse spectrale $T(\lambda)$ d'un tel filtre.

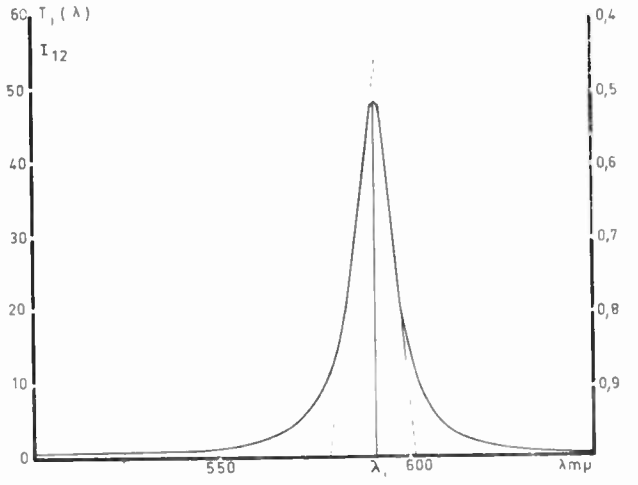


FIG. 2. — Fonction de transfert d'un filtre interférentiel.

Remarque.

La fonction $S(\lambda)$ est telle que : $S(\lambda) \geqslant 0$.

La méthode de mesure de la sensibilité spectrale $S(\lambda)$ par l'utilisation de filtres à bande étroite est alors la suivante :

Partant d'un jeu de N filtres optiques du type précédent, sous forme de diapositive et de réponse $T_i(\lambda)$ ($i = 1,...N$) connue après mesure au spectrophotomètre, on obtient les N tensions électriques correspondantes : V_i ($i = 1,...N$),

et V_i est liée à $S(\lambda)$ et $T_i(\lambda)$ par

$$V_i = K \int_{\lambda \min}^{\lambda \max} S(\lambda) T_i(\lambda) \mathrm{d}\lambda \quad (i = 1, N), \qquad (14)$$

K étant une constante de mesure.

La courbe $T_i(\lambda)$ est alors approchée par un triangle dont la surface est approximativement celle de l'aire délimitée par $T_i(\lambda)$ et l'axe des λ, ou mieux encore par un polygone dont la base est sur l'axe des λ, et dont l'aire représente une meilleure approximation de l'aire délimitée par $T_i(\lambda)$.

Cette mesure est facile à effectuer graphiquement et soit A_i le résultat. Si λ_i représente l'abscisse du maximum de $T_i(\lambda)$, on remplace (14) par la relation approchée :

$$V_i = K A_i \; S(\lambda_i) \qquad (i = 1, N) \qquad (15)$$

Mathématiquement cela revient à dire, que l'on a subsitué à $T_i(\lambda)$ l'impulsion de DIRAC :

$$A_i \delta_i(\lambda - \lambda_i)$$

L'expression (15) fournit alors $S(\lambda_i)$ à un coefficient près et si N est suffisamment grand, on connaîtra théoriquement $S(\lambda)$ en un certain nombre de points.

Cette méthode va être systématiquement entachée des trois erreurs suivantes :

1. Erreur dans l'évaluation de A_i.

2. Erreur commise en remplaçant une fonction non infiniment étroite par une impulsion de DIRAC.

3. Le filtre étant à bande étroite, l'énergie lumineuse utile sera faible, il en sera de même pour V_i, donc cette mesure sera entachée de bruits.

Pour ces multiples raisons, il semble préférable d'utiliser une méthode basée sur l'emploi de filtres optiques à large bande car, dans ces conditions, l'énergie lumineuse transmise ainsi que V_j seront moins affectés par les bruits, mais la théorie mathématique de cette méthode est plus compliquée que la précédente.

2.2. FORMULATION MATHÉMATIQUE

$T_i(\lambda)$ désignant toujours la fonction de transfert du filtre optique utilisé, les tensions V_i mesurées sont liées à $T_i(\lambda)$ et à la fonction inconnue $S(\lambda)$ par :

$$V_i = K \int_{\lambda \min}^{\lambda \max} S(\lambda) T_i(\lambda) \mathrm{d}\lambda \quad (i = 1, N) \qquad (16)$$

Le problème est donc le suivant :

Connaissant V_i et $T_i(\lambda)$, calculer $S(\lambda)$ (à une constante multiplicative près, bien entendu).

Dès que N est assez grand, ce problème s'apparente à la résolution de *l'Equation Intégrale de Fredholm de première espèce*, et en fait la méthode numérique de résolution adoptée est celle utilisée pour les équations intégrales de ce type.

2.3. MÉTHODE NUMÉRIQUE

La méthode numérique utilisée est une variante de la méthode de TWOMEY [10].

Les intégrales (16) sont remplacées par des formules de quadrature, en l'occurrence basées sur l'utilisation de la méthode de quadrature de GAUSS composite qui est sans doute l'une des méthodes d'intégration numérique figurant parmi les plus précises.

Au sujet de cette méthode, on pourra consulter le traité d'ANALYSE NUMÉRIQUE de J. LEGRAS [11].

L'équation (16) devient dans ces conditions :

$$V_i = \sum_{j=1}^{M} H_j T_i(\lambda j) S(\lambda j) \quad (i = 1, N \; ; \; N \geqslant M) \qquad (17)$$

L'inégalité $N \geqslant M$ signifiant que les données sont surabondantes par rapport aux nombres de points d'abscisses λ_j, où l'on désire connaître la fonction $S(\lambda)$, situation très fréquente en physique et qui conduit à l'emploi d'une méthode de moindres carrés pour résoudre le système linéaire (17).

Dans la formule (17), (H_j) $(j = 1, M)$ et (λ_j) $(j = 1, M)$ constituent les suites des poids et des abscisses des points de partage de l'intervalle d'intégration, liés à la méthode de quadrature utilisée.

$T_t(\lambda_j)$ est obtenu par échantillonnage de la fonction de transfert $T_t(\lambda)$ aux points de partage de l'intervalle d'intégration.

La figure 3 représente une courbe $T(\lambda)$ classique. Ayant posé :

$$T_{tj} = T_t(\lambda_j)\ H_j \qquad (18)$$
$$S_j = S(\lambda_j)$$

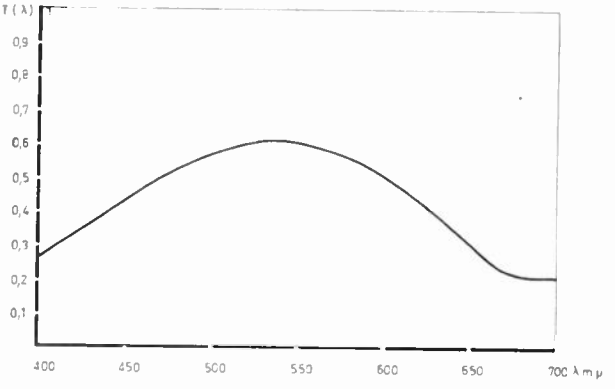


FIG. 3. — Exemple de réponse d'un filtre à large bande.

On considère les matrices suivantes :

$T = \|T_{tj}\|$ de type $N \times M$
$S = \|S_j\|$ de type $M \times 1$
$V = \|V_t\|$ de type $N \times 1$

L'expression (17) peut s'écrire matriciellement :

$$V = TS \qquad (19)$$

La résolution pure et simple de (19) par la méthode des moindres carrés conduit à des solutions violemment oscillantes, l'amplitude des oscillations étant telle que les résultats sont inexploitables.

Les méthodes très proches l'une de l'autre de S. TWOMEY [10] et D.L. PHILLIPS [12] consistent alors à résoudre un problème « *voisin* » du problème précédent.

Au lieu de chercher à résoudre $V = TS$ par la méthode des moindres carrés, c'est-à-dire de trouver un vecteur S qui minimise la quantité :

$$\|V - TS\|^2 = (V^t - S^t T^t)\,(V - TS) \qquad (20)$$

où $\|X\|$ représente la norme euclidienne du vecteur X définie par $\|X\|^2 = X^t X$, A^t désignant la matrice transposée de A, on va chercher le vecteur S qui minimise :

$$\|V - TS\|^2 + \gamma L^2 \qquad (21)$$

L^2 est un terme de lissage qui a pour effet de régulariser la solution d'autant plus que le multiplicateur indéterminé est grand.

Exemples de quantités L^2.

$$L^2 = \sum_{j=2}^{M-1} H_j (S_{j-1} - 2S_j + S_{j+1})^2 \simeq \int_{\lambda\,\min}^{\lambda\max} (S'')^2\, d\lambda \qquad (22)$$

$$L^2 = \sum_{j=1}^{M} H_j (S_j - S_j^0)^2 \simeq \int_{\lambda\,\min}^{\lambda\max} |S(\lambda) - S^0(\lambda)|^2\, d\lambda \qquad (23)$$

Le vecteur S^0 étant une première estimation de la solution.

La première expression ci-dessus n'est valable que si l'échantillonnage est fait à pas contant, dans les méthodes de quadrature de GAUSS où, ce n'est pas le cas, l'expression qui permet d'approcher

$$\int_{\lambda\,\min}^{\lambda\max} (S'')^2\, d\lambda$$

est plus compliquée.

La méthode numérique est alors la suivante :

On fait varier γ à partir de 0 avec un pas suffisamment petit et pour chaque valeur de γ, on cherche le vecteur S qui minimise (21), $S(\lambda)$ étant obtenue on simule le phénomène physique représenté par les équations (16), en recherchant la réponse électrique, V^*_k de filtres optiques, de fonctions de transfert $T_k(\lambda)$, non utilisés dans le calcul effectif de $S(\lambda)$, que l'on compare aux valeurs V_k mesurées.

La solution optimale est celle qui minimise une certaine fonction d'écart liée aux différences $|V_k - V^*_k|$ lorsque l'on fait fait varier γ.

En général, on résoud le problème avec L^2 du type (22), puis la solution optimale obtenue est utilisée dans la méthode liée à (23), en tant que fonction $S^0(\lambda)$.

La recherche de la solution optimale de (21) se ramène, en pratique, à des inversions de matrice, problème sur lequel nous n'insisterons pas dans cet article.

Remarques.

1. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant une quantité

$$L^2 \simeq \int_{\lambda\,\min}^{\lambda\max} |S^{(3)}(\lambda)|^2\, d\lambda\ .$$

2. On peut aussi minimiser $\|V - TS\|^2$ sous les contraintes $S(\lambda_j) = S_j \geqslant 0$.

3. On peut minimiser une quantité qui fait intervenir les erreurs de mesures, lorsqu'elles sont estimables, par l'intermédiaire d'une matrice de variance et covariance.

2.4. RÉSULTATS NUMÉRIQUES

Le tableau ci-dessous est relatif à l'analyse d'une voie verte de télécinéma, et donne les valeurs de $S(\lambda)$ en des points d'abscisses λ_j non équidistants, ce qui est caractéristique des quadratures de GAUSS.

La deuxième colonne donne la solution non lissée

qui, on le voit, est extrêmement oscillante, la troisième donne une solution supposée optimale en ce sens que c'est elle qui permet la meilleure simulation du phénomène physique au sens de la fonction d'écart choisie et en fait, dans ce cas précis, la fonction d'écart varie très lentement avec λ, autout de sa valeur minimale.

Analyse d'une voie verte de télécinéma

λ_j en mμ	$S(\lambda)$	
	Solution relative à $\gamma = 0$	Solution optimale
434,2	$-0{,}66 \cdot 10^3$	0,0
449,8	$0{,}63 \cdot 10^3$	0,0
470,2	$-0{,}33 \cdot 10^3$	0,0
485,8	$-0{,}16 \cdot 10^3$	0,46
499,2	$-0{,}32 \cdot 10^3$	0,79
509,8	$-0{,}20 \cdot 10^2$	8,8
530,2	$0{,}15 \cdot 10^3$	21,9
545,8	$-0{,}22 \cdot 10^3$	21,9
554,2	$-0{,}21 \cdot 10^3$	19,0
569,8	$0{,}18 \cdot 10^3$	10,2
590,2	$-0{,}49 \cdot 10^2$	1,3
605,8	$0{,}11 \cdot 10^2$	0,38

2.5. Conclusion du chapitre 2

Notre conclusion sera brève car elle reviendrait à répéter, presqu'entièrement, ce que nous avons dit sur les méthodes de la première partie, en ce sens qu'il faut, là encore, améliorer les méthodes actuelles, en trouver de nouvelles, prendre en compte les erreurs de mesures, c'est-à-dire tenir compte de l'aspect probabiliste du problème ; quoi qu'il en soit, cette méthode développée à partir des travaux de Colorimétrie de Monsieur J. Grégeois, Chef de la Section film du Service des Etudes de l'ORTF semble devoir rendre de précieux services dans le domaine des études sur le film couleur.

3. Correction des distorsions de chrominance d'un ensemble Caméra-Récepteur de Télévision en Couleur

3.1. Aspect physique

Il convient à ce sujet de se rapporter au paragraphe 2-4 de l'article de M. Rémy, dans ce numéro, intitulé : Les erreurs et leur correction, où sont exposées les bases physiques du problème et de la méthode de correction.

3.2. Formulation mathématique

On part d'un ensemble de N échantillons colorés dont les coordonnées trichromatiques (CIE 1931) — ou tristimuli — sont en éclairage C : X_i, Y_i, Z_i ($i = 1, N$) mesurées au spectrophotomètre.

On en déduit immédiatement les coordonnées U_i, V_i du diagramme à chromaticité constante (CIE 1959).

$$U_i = \frac{4X_i}{X_i + 15Y_i + 3Z_i} \quad , \qquad V_i = \frac{6Y_i}{X_i + 15Y_i + 3Z_i} \quad . \tag{24}$$

Enfin X_0, Y_0, Z_0, étant les coordonnées d'un blanc parfait (magnésie) tel que $X_0 = Y_0 = Z_0$, on calcule la réflectance ρ_i de l'échantillon :

$$0 < \rho_i = \frac{Y_i}{Y_0} \leqslant 1 \quad . \tag{25}$$

Les $3N$ quantités U_i, V_i, ρ_i sont alors des données numériques du problème.

La caméra va alors donner pour chaque échantillon trois tensions électriques : $(E'_r)_i$, $(E'_v)_i$, $(E'_b)_i$ disponibles en sortie de caméra.

Ces trois signaux électriques vont alors être matricés (i.e. combinés linéairement) par une matrice à résistances, cette opération peut se traduire si $(E''_r)_i$, $(E''_v)_i$, $(E''_b)_i$ en sont les résultats par l'équation matricielle (26) :

$$\begin{bmatrix} (E''_r)_i \\ (E''_v)_i \\ (E''_b)_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (E'_r)_i \\ (E'_v)_i \\ (E'_b)_i \end{bmatrix} \tag{26}$$

avec :

$$\sum_{j=1}^{3} a_{ij} = 1 \quad (i = 1,3) \quad . \tag{27}$$

Nous poserons : $A = \|a_{ij}\|$

Les signaux électriques de la matrice colonne de gauche sont alors délivrés au récepteur couleurs qui écrête à la valeur 0 les tensions négatives et qui donne, compte tenu de son gamma, pour l'échantillon considéré, trois coordonnées colorimétriques X'_i, Y'_i, Z'_i, par :

$$\begin{bmatrix} X'_i \\ Y'_i \\ Z'_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X'_r & X'_v & X'_b \\ Y'_r & Y'_v & Y'_b \\ Z'_r & Z'_v & Z'_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (E'')^{\gamma}_i \\ (E'')^{\gamma}_i \\ (E'')^{\gamma}_i \end{bmatrix} \tag{28}$$

Les coefficients de la matrice (28) sont des données mesurables, propres au récepteur :

Posons

$$\varepsilon_i = \lg_{10} \frac{Y'_i}{\rho_i} \tag{29}$$

$$U'_i = \frac{4X'_i}{X'_i + 15Y'_i + 3Z'_i} \tag{30}$$

$$V'_i = \frac{6Y'_i}{X'_i + 15Y'_i + 3Z'_i} \tag{31}$$

$$\left.\begin{aligned}\Delta U_i &= U'_i - U_i \\ \Delta V_i &= V'_i - V_i\end{aligned}\right\} \qquad (32)$$

Puis : $$N_c = \frac{1}{N\theta_0} \sum_{i=1}^{N} \sqrt{\Delta U_i^2 + \Delta V_i^2} \qquad (33)$$

$$N_1 = \frac{1}{N\mu_0} \sum_{i=1}^{N} \varepsilon_i \qquad (34)$$

θ_0 et μ_0 sont des constantes et N_c et N_L représentent respectivement les erreurs de chrominance et de luminance en seuils de perception (voir l'article de M. RÉMY).

Pour réduire les diverses distorsions de transmission, on veut rechercher une matrice A dont les coefficients sont liés par les relations (27) et qui minimise la *fonction objective* (c'est-à-dire la fonction à optimiser):

$$N_{CL}^2 = N_C^2 + N_L^2 \ . \qquad (35)$$

Remarques.

1. Des essais numériques ont porté sur d'autres fonctions objectives, mais les résultats ont été très voisins de ceux obtenus avec (33), (34), et (35).

2. La fonction objective n'est ni linéaire, ni convexe ou concave par rapport aux variables a_{ij}.

3.3. RÉSOLUTION NUMÉRIQUE

La recherche de la matrice A optimale, c'est-à-dire en fait de 6 de ses coefficients, compte tenu des trois relations (27), se fait en utilisant la méthode du gradient qui est exposée en détail dans [13], mais que nous allons rappeler rapidement :

On se donne dans l'espace R^n une fonction $f(x_1, x_2 \ldots x_n)$ que l'on supposera dérivable jusqu'à un ordre suffisamment élevé.

Dans ces conditions, si on considère dans R^n une direction $\vec{u}$ de cosinus directeurs $(\alpha_i,\ i = 1,\ n)$ avec

$$\sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 = 1 \qquad (36)$$

et un point M de coordonnées $(x_1, x_2 \ldots x_n)$, on appelle dérivée dans la direction u au point M la quantité suivante notée f'_u :

$$f'_u = \overrightarrow{\text{grad}}\, f \cdot \vec{u} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f}{\partial x_i} \alpha_i \qquad (37)$$

f'_u caractérise les variations de f dans la direction $\vec{u}$ à partir de M.

D'après l'inégalité de SCHWARZ :

$$|f'_u|^2 \leqslant \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 . \qquad (38)$$

Les plus fortes variations seront obtenues si :

$$|f'_u|^2 = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2$$

c'est-à-dire si :

$$\alpha_i = \varepsilon \frac{\partial f}{\partial x_i} \Big/ \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2} . \qquad (39)$$

Nous prendrons $\varepsilon = 1$ pour rechercher un maximum, $\varepsilon = -1$, pour un minimum.

On utilise alors la méthode pratique suivante : partant d'un point M_0 initial (ici d'une matrice A_0 initiale), on détermine dans le cas présent la direction de plus forte décroissance à partir de M_0 et on se déplace jusqu'à rencontrer un point M_1 qui minimise la fonction objective f, utilisant M_1 comme nouveau point initial, on répète le processus jusqu'à ce que la fonction objective f ne décroisse plus de façon significative, ce qui correspond, en fait, à des valeurs des dérivées partielles sinon nulles, du moins très petites.

Remarques.

1. Les dérivées partielles sont calculées par différences finies, c'est-à-dire que :

$$\frac{\partial f}{\partial x_i} \simeq \frac{f(x_i + h) - f(x_i)}{h} \qquad (i = 1,\ n)$$

ou, ce qui est une meilleure approximation :

$$\frac{f(x_i + h) - f(x_i - h)}{2h}$$

avec h suffisamment petit, du moins lorsque f est compliquée comme c'est le cas ici.

2. Dans la réalité, les méthodes utilisées sur ordinateurs bien que très proches du schéma de base mentionné ci-dessus, comportent un certain nombre de raffinements destinés à économiser du temps de calcul sur machine.

Pour les résultats numériques et les conclusions, on se reportera à l'article de M. RÉMY.

4. Etude de la dispersion en éclairage C, d'échantillons ayant les mêmes coordonnées colorimétriques en éclairage A

Le problème ayant été analysé physiquement par M. RÉMY dans ce numéro de l'ONDE ELECTRIQUE, au paragraphe 1.2., on se contentera dans ce chapitre, d'indiquer rapidement les méthodes qui permettent d'estimer la zone de dispersion dans le diagramme des couleurs à la suite d'un changement de blanc.

4.1. FORMULATION MATHÉMATIQUE

Le coefficient de réflexion $R(\lambda)$ d'un échantillon coloré ayant été mesuré en fonction de la longueur d'onde, au spectrophotomètre, ses coordonnées trichromatiques en éclairages A et C sont calculées par intégration dans le spectre visible. Après normalisation par rapport au blanc idéal, on a :

$$\left.\begin{aligned} X_A &= \int_{\text{visible}} \bar{X}(\lambda)\,R(\lambda)\,A(\lambda)\,d\lambda \\ Y_A &= \int_{\text{visible}} \bar{Y}(\lambda)\,R(\lambda)\,A(\lambda)\,d\lambda \\ Z_A &= \int_{\text{visible}} \bar{Z}(\lambda)\,R(\lambda)\,A(\lambda)\,d\lambda \end{aligned}\right\} \qquad (40)$$

$$\left.\begin{aligned} X_C &= \int_{\text{visible}} \bar{X}(\lambda)\,R(\lambda)\,C(\lambda)\,d\lambda \\ Y_C &= \int_{\text{visible}} \bar{Y}(\lambda)\,R(\lambda)\,C(\lambda)\,d\lambda \\ Z_C &= \int_{\text{visible}} \bar{Z}(\lambda)\,R(\lambda)\,C(\lambda)\,d\lambda \end{aligned}\right\} \qquad (41)$$

$A(\lambda)$ et $C(\lambda)$ représentent respectivement les répartitions spectrales des blancs A et C, $\bar{X}(\lambda)$, $\bar{Y}(\lambda)$, $\bar{Z}(\lambda)$ les coordonnées des lumières monochromatiques, ces cinq fonctions de λ sont connues et tabulées, ce sont des données du problème.
Posons alors :

$$\left.\begin{aligned} U_A &= \frac{4X_A}{X_A+15Y_A+3Z_A} \\ V_A &= \frac{6Y_A}{X_A+15Y_A+3Z_A} \end{aligned}\right\} \qquad (42)$$

$$\left.\begin{aligned} U_C &= \frac{4X_C}{X_C+15Y_C+3Z_C} \\ V_C &= \frac{6Y_C}{X_C+15Y_C+3Z_C} \end{aligned}\right\} \qquad (43)$$

Ces quantités représentent les coordonnées de l'échantillon coloré dans le diagramme à chromaticité constante (CIE 1959), en éclairage A et C.

Le problème est alors de rechercher les colorants qui ont les mêmes coordonnées que le colorant considéré en éclairage A, c'est-à-dire en réalité de les déterminer par leur coefficient de réflexion $R(\lambda)$.

En fait, on se contentera de rechercher dans le plan (U, V) la tache de dispersion de ces colorants en éclairage C, pour cela on est ramené au problème suivant :

Trouver les fonctions $R(\lambda)$ qui minimisent et maximisent U_c, V_c, U_c+V_c, U_c-V_c, $R(\lambda)$ étant liée à ces quantités par les relations (41).

Les contraintes sont les suivantes :

$$\left.\begin{aligned} &O \leqslant R(\lambda) \leqslant 1 \\ &X_A = (X_A)_0 = \text{cte} \\ &Y_A = (Y_A)_0 = \text{cte} \\ &Z_A = (Z_A)_0 = \text{cte} \end{aligned}\right\} \qquad 44$$

Les quantités X_A, Y_A, Z_A sont calculées par (40).

Ceci permettra une approximation de la tache de dispersion par un octogone.

4.2. Méthode numérique

Le problème a été discrétisé, en ce sens que les intégrales ont été transformées en sommes par l'utilisation d'une formule de quadrature (Simpson), ce qui ramène le problème à une optimisation en dimension N finie, $N = 31$ dans ce cas, puisque le spectre visible de 400 à 700 mμ a été partagé en intervalles élémentaires de 10 mμ.

Après discrétisation, le problème est alors le suivant : chercher un vecteur R_i $(i = 1, N)$ qui optimise une quantité W de la forme :

$$W = \frac{\sum_{i=1}^{N} \alpha_i R_i}{\sum_{i=1}^{N} \beta_i R_i} . \qquad (45)$$

Sous les contraintes :

$$0 \leqslant R_i \leqslant 1 \qquad (46)$$

$$\left.\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{N} a_{1i} R_i = (X_A)_0 \\ &\sum_{i=1}^{N} a_{2i} R_i = (Y_A)_0 \\ &\sum_{i=1}^{N} a_{3i} R_i = (Z_A)_0 . \end{aligned}\right\} \qquad (47)$$

Les relations (47) sont la forme discrétisée de (40). Il s'agit donc d'une optimisation non linéaire sous contraintes et on utilise une méthode qui associe la technique du gradient (chapitre 3) celle du simplexe (programmation linéaire) et qui procède par linéarisations successives.

Remarque

Pour que les solutions optimales gardent un sens physique, on peut régulariser la solution comme il a été indiqué dans le chapitre 2 par addition à W d'une quantité :

$$L^2 = \sum_{i=2}^{N-1} (R_{i+1} - 2R_i + R_{i-1})^2$$

à un coefficient γ près, $\gamma > 0$ si on cherche un minimum, $\gamma < 0$ pour un maximum c'est-à-dire que l'on optimise.

$$W' = W + \gamma L^2 \qquad (48)$$

5. Conclusion générale

Cet ensemble de problèmes montrent que les Mathématiques appliquées ont un grand rôle à jouer en colorimétrie en particulier, et en Télévision en Couleur, en général.

En ce qui concerne la colorimétrie, les problèmes sont généralement des problèmes spectraux donc de type intégral avec optimisation et mettent en jeu un grand nombre de variables, il est donc nécessaire de disposer pour les traiter de moyens de calcul électronique suffisamment puissants.

Ces quatre exemples ne sont nullement limitatifs des activités du Laboratoire de Traitement de l'Infor-

mation qui, outre un certain nombre d'études de fond, doit assurer les servitudes de tout Centre de Calcul en ce qui concerne un grand nombre de travaux à court terme sur ordinateur (tabulation, exploitation des programmes de routine, etc.) ; quoi qu'il en soit, il espère pouvoir continuer de participer, même de façon modeste, aux développements et aux progrès de la TÉLÉVISION en COULEUR et de la COLORIMÉTRIE.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] RÉMY M. — Influence comparée du bruit de chrominance en SECAM 4 et en NTSC. Publication interne ORTF.

[2] GLOWINSKI R. — Applications des méthodes de quadrature de Gauss à l'étude théorique des bruits de chrominance. Publication interne ORTF.

[3] GUINET Y. — Article sur les lignes-test du présent numéro de l'Onde Electrique.

[4] PAPOULIS A. — Fourier intégral. Mc-Graw-Hill.

[5] SCHWARTZ L. — Méthodes mathématiques pour les sciences physiques. Hermann.

[6] ARSAC J. — Transformation de Fourier et théorie des distributions. Dunod.

[7] KOPAL Z. — Numerical analysis — Chapman-Hall.

[8] HAMMING R. — Numerical methods for scientists and engineers. MacGraw-Hill.

[9] *Progress in radio science* 60-63, vol. 6. Radiowawe and circuits. Elzevier.

[10] TWOMEY S. — *JACM*, 10 (1963).

[11] LEGRAS J. — Traité d'analyse numérique. Dunod.

12] PHILLIPS D.L. — *JACM* 9 (1962).

[13] WILDE D.J. — Méthodes de recherche d'un optimum. Dunod.

CONCEPTION D'UNE NOUVELLE CAMÉRA DE TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

R. CAHEN

CSF - Département Télévision

1. Introduction

Le plus commode pour présenter une nouvelle caméra de télévision en couleur est encore de prendre comme référence une caméra noir et blanc qui l'a immédiatement précédée.

La caméra image orthicon de 4" 1/2 équipée d'un zoom de rapport 10 (fig. 1) a permis une intense exploitation en studio depuis plusieurs années. Il convenait, à la lumière de l'expérience acquise, de repenser les problèmes propres à la couleur tout en conservant (ou en améliorant) les facilités d'exploitation du noir et blanc.

Avant de définir les solutions techniques adoptées dans la caméra couleurs, il convient d'exposer les critères retenus pour la détermination des caractéristiques de cette caméra (fig. 2).

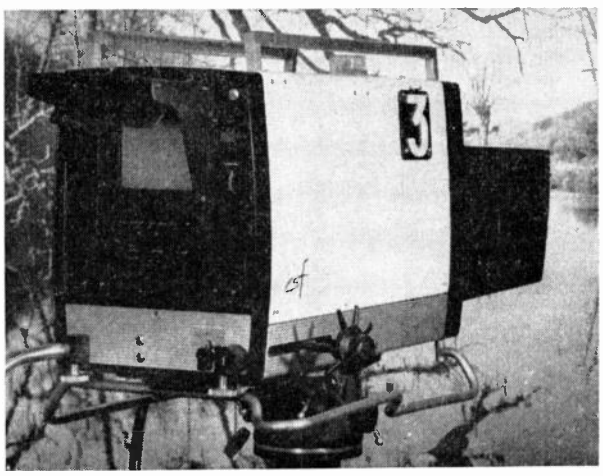


FIG. 1. — Caméra image orthicon 4" ½ CO 401.

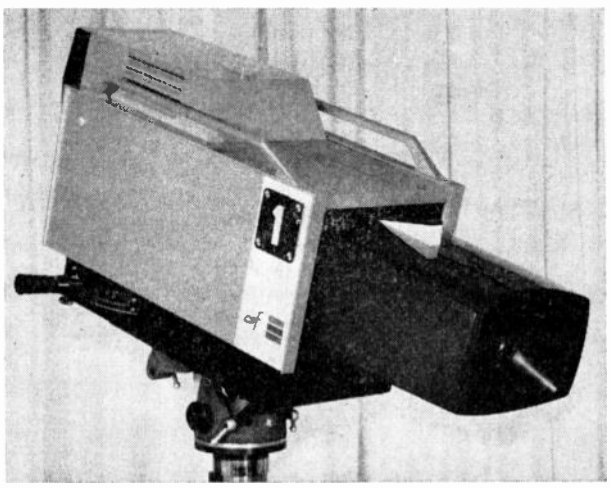


FIG. 2. — Vue 3/4 avant de la caméra couleur CC 501.

2. Les critères

Ils sont de plusieurs ordres. Il y a :

— les critères de qualité technique comme :

- l'exactitude colorimétrique,
- la résolution de l'image colorée,
- le respect des tons neutres,
- la résolution de l'image noir et blanc compatible.

— les critères de qualité d'exploitation :

- la sensibilité à la lumière,
- la stabilité des performances dans le temps et en fonction des agents extérieurs (température, champ magnétique, secteur),
- la légèreté et la maniabilité,
- la simplicité d'exploitation liée à l'automatisme des commandes.

— les critères économiques liés au prix de revient et au coût horaire d'exploitation.

3. Les choix

A partir de ces données très générales, ont pu être déterminés les choix fondamentaux.

3.1. Caméra trichrome ou caméra a luminance séparée

Comme chacun sait, il suffit de trois analyses selon les primaires rouge, vert et bleu de la scène pour obtenir l'image de télévision en couleur.

Les trois signaux obtenus corrigés en gamma $E_V^{1/\gamma}$, $E_R^{1/\gamma}$, $E_B^{1/\gamma}$ permettent de synthétiser le signal dit de luminance :

$$E'_Y = 0{,}59\,E_V^{1/\gamma} + 0{,}3\,E_R^{1/\gamma} + 0{,}11\,E_B^{1/\gamma}$$

qui porte à lui seul les informations de résolution de l'image couleur et de l'image compatible reçue par les téléviseurs noir et blanc.

Ceci implique évidemment une coïncidence parfaite des signaux d'analyse et une constance presque absolue de cette superposition en fonction du temps et des agents extérieurs.

C'est surtout pour éviter cette sujétion qu'on a choisi dans la présente caméra une solution un peu plus complexe qui consiste à utiliser un quatrième tube d'analyse. Celui-ci permet de créer un signal de luminance photométrique avec un pouvoir de résolution maximal (fig. 2).

Les trois autres tubes d'analyse se limitent aux informations de couleur, et compte tenu des hypothèses simplificatrices des procédés de codage, leurs signaux sont créés et transmis à bande étroite.

Cette méthode donne des résultats satisfaisants avec des réglages moins critiques et ainsi relativement aisés à maintenir dans le temps.

Il y a d'ailleurs deux autres avantages :

— Le fait de ne pas demander une haute résolution dans les voies colorées permet d'utiliser un véhicule optique, et ce faisant d'avoir des tubes parallèles et ainsi peu sensibles au champ terrestre.

— Tout signal parasite (tache, etc.) apparaissant dans une ou plusieurs voies couleur et non confirmés dans le signal de luminance sort avec une atténuation sensible. C'est l'avantage de la redondance amenée par le quatrième tube.

On peut concevoir deux sortes de critiques contre le principe de la caméra à luminance séparée :

a) Il y a une différence théorique non négligeable entre les signaux de luminance ainsi obtenus $E_Y^{1/\gamma}$ et E'_Y et il y a un risque important de désaturation des rouges et bleus sombres.

En fait, cette difficulté peut être pratiquement levée par le filtrage optique et par un traitement convenable du signal de luminance.

b) L'alimentation en lumière du quatrième tube se fait au détriment des trois autres. A lumière égale, on réduit le signal issu des voies colorées donc le rapport signal sur bruit des images, ou bien si on restaure la lumière, on perd en sensibilité.

En fait, il ne faut pas oublier :

— que le souffle des voies colorées est réduit par la bande étroite,

— que le bruit propre de ces voies, qui n'a pas de raison de se retrouver confirmé dans la voie de luminance est considérablement atténué.

Ainsi la sensibilité n'est-elle pas sensiblement affectée par la présence du quatrième tube.

3.2. Le choix des tubes d'analyse

Il n'y a malheureusement pas de tube d'analyse parfait pour équiper une caméra couleur.

Il n'est d'ailleurs pas évident que le même tube convienne à la fois dans la position luminance et dans les voies de couleur.

Pour ces dernières, le tube plumbicon* présente d'énormes avantages :

— par sa sensibilité,
— sa petite taille,
— et surtout, son courant d'obscurité infime.

L'utilisateur apprécierait évidemment une meilleure réponse dans le rouge, car ce tube est aveugle après 6 300 Å, ce qui n'améliore certes pas le rendu des rouges.

Mais ce tube excellent qui est encore très jeune, a sûrement de bonnes chances de s'améliorer dans l'avenir.

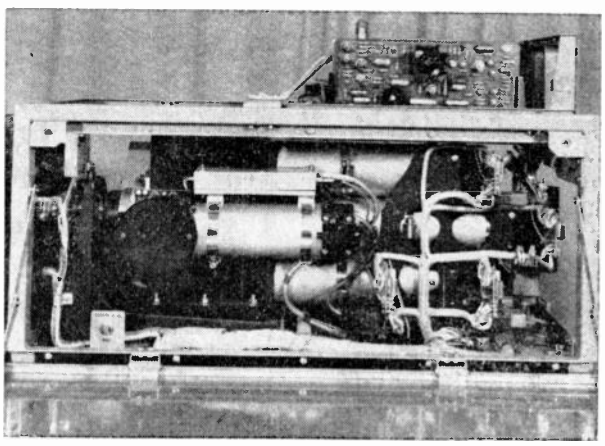


Fig. 3. — Vue du côté gauche, le tube luminance apparaît au premier plan.

En position luminance, la décision est beaucoup moins facile car on souhaiterait un tube à haute résolution et suffisamment panchromatique. Le tube image orthicon de quatre pouces et demi se comporterait certainement très bien à cette place. Mais pour des raisons de symétrie, de simplicité, de poids et d'encombrement, on lui a préféré encore le tube plumbicon.

* Plumbicon, marque de fabrique Philips.

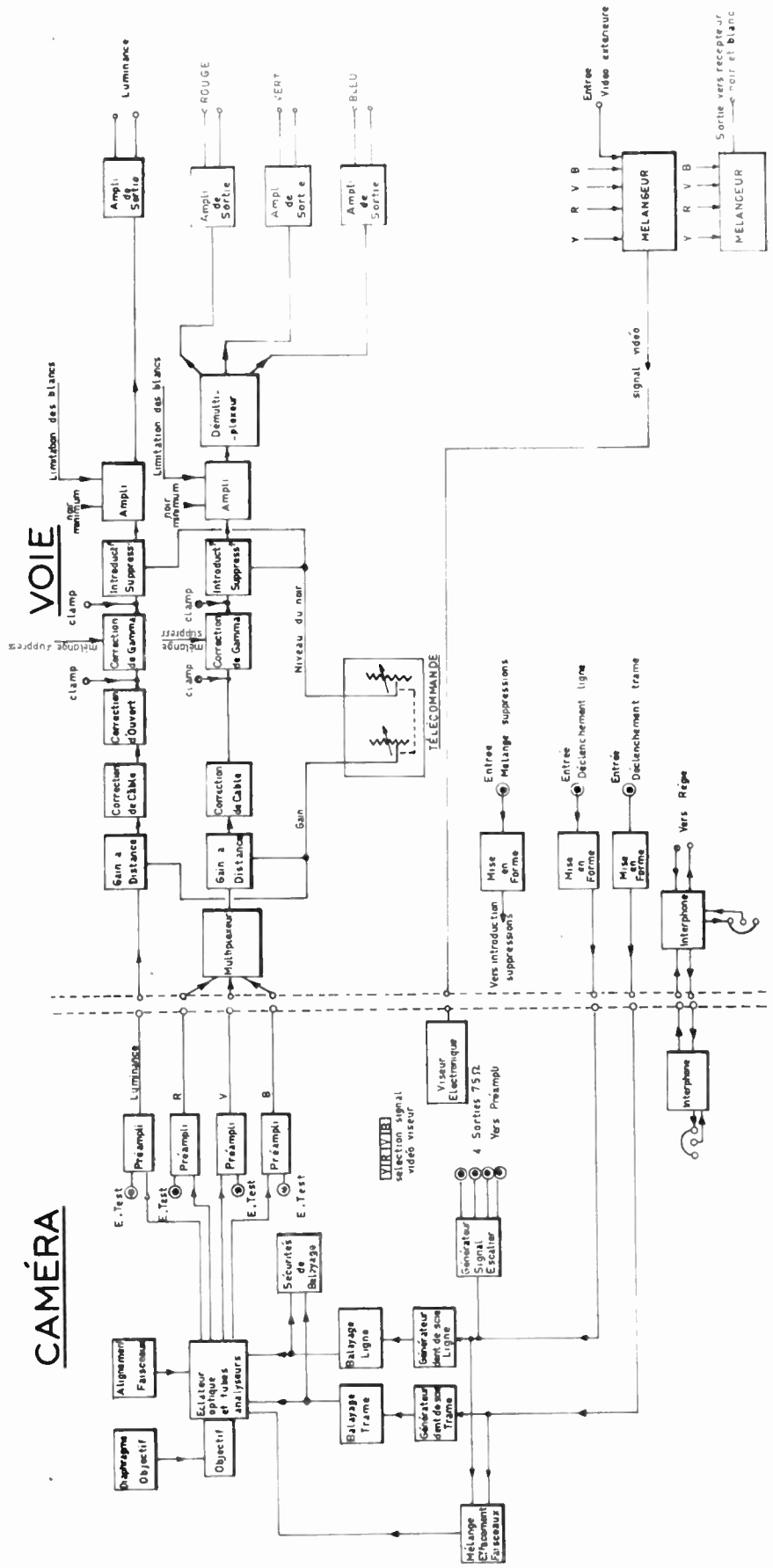


FIG. 4. — Bloc diagramme caméra couleur.

Ayant ainsi décidé que la caméra utiliserait quatre tubes plumbicon, pour résoudre au mieux les problèmes de superposition et de fidélité colorimétrique de l'analyse, il restait d'autres difficultés du même ordre à lever du côté des circuits.

4. Solutions originales aux problèmes des circuits (fig. 4)

4.1. Symétrie des voies de couleur

Une des principales difficultés dans l'étude d'une caméra couleur est de conserver la fidélité des couleurs et de respecter les tons neutres lorsque la lumière décroît. Pour obtenir ce résultat, il faut que la courbe de décroissance des trois signaux de couleur en fonction de la lumière soit rigoureusement superposable. Cela est assez difficile à obtenir, même avec des tubes parfaits, d'autant que des circuits non linéaires de correction de gamma entrent en jeu, ainsi que des télécommandes de gain ou de niveau de noir qui peuvent légèrement différer d'une voie à l'autre. C'est pourquoi on a adopté dans cette caméra une voie de couleur unique que traversent les trois signaux multiplexés. On est sûr ainsi que le traitement restera identique pour les signaux rouge, vert et bleu, et on peut ainsi éviter tout virage.

4.2. Pupitre de controle

Depuis de nombreuses années, on admet qu'un technicien unique puisse contrôler à partir d'un pupitre de télécommande toutes les caméras d'un studio. Pour lui faciliter la tâche, il convient de ne mettre à sa disposition qu'un nombre très réduit de boutons. Avec les caméras image - orthicon, on se limite pratiquement au réglage :

— de l'iris,
— du niveau de noir,
— et du gain.

Avec une caméra couleur à plumbicon, il y a une très légère difficulté : le tube étant linéaire, le réglage d'iris a sensiblement le même effet que le réglage de gain (au moins dans une petite plage) car il est hors de question de mesurer le bruit en exploitation.

C'est la raison pour laquelle il a été jugé préférable de rendre l'iris totalement automatique et asservi au mélange non additif des trois signaux de couleur.

Une commande unique gain/niveau de noir (que l'on pourra probablement automatiser dans l'avenir) est alors suffisante pour contrôler le niveau.

Le tube a en effet un comportement photométrique linéaire entre le noir absolu et son niveau de crête. Il suffit donc, lorsqu'on doit recoller le signal d'une certaine tension V, faute de vrai noir dans la scène, d'expanser le signal résiduel avec un gain $\frac{1}{1-V}$ (très semblable autour de la position moyenne à la fonction $1+V$).

On conçoit ainsi que ces deux fonctions puissent être commandées à partir d'un même axe.

5. Description sommaire

L'équipement est divisé en trois sous-ensembles réunis par câbles :

— la caméra proprement dite,
— le coffret de contrôle de voie,
— le pupitre de télécommande.

Le câble caméra est unique.

5.1. La caméra, version de studio

Dans sa version de Studio, la caméra est équipée d'un zoom Angénieux de rapport 10 (focale 18 – 180, ouverture $f = 2{,}2$) dont les deux bagues de mise au point et de distance focale sont entraînées mécaniquement par commande unique à main droite de l'opérateur. L'iris est télécommandé par moteur.

L'objectif est suivi d'un bloc séparateur optique* à 4 voies, l'une directe alimentant le tube de luminance, les autres véhiculées alimentant les tubes de couleur. Tous les tubes sont parallèles entre eux et fortement blindés pour réduire au minimum l'effet des variations de champ magnétique.

Chaque tube supporte son préamplificateur à très faible bruit réalisé entièrement en semiconducteurs.

Complètement séparé de l'ensemble précédent, se trouve le bac de circuits imprimés qui comprend surtout les alimentations et les circuits de balayage des quatre tubes (fig. 5).

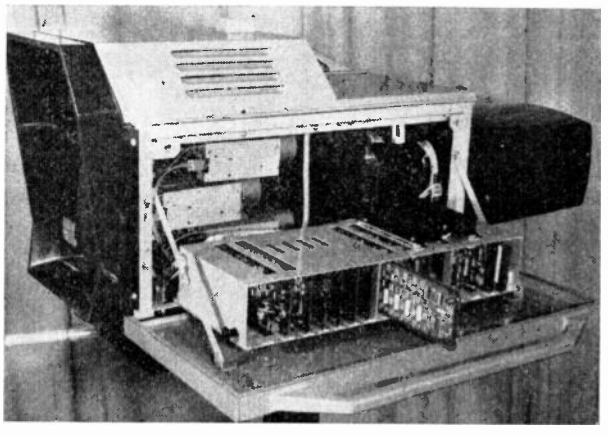


Fig. 5. — Vue éclatée du côté droit, au premier plan, le bac des circuits.

Un viseur électronique de 17 cm alimenté par sélecteur à 5 voies permet de contrôler les images intérieures (ou extérieures), l'exploitation normale se faisant à partir de l'image de luminance.

Le poids de la caméra, en état de marche, n'atteint pas 65 kg.

* Toute la partie optique du séparateur a été étudiée par les Etablissements Angénieux que nous remercions pour leur collaboration.

5.2. Le chassis de controle de voie (fig. 5).

Il se présente sous la forme d'un caisson normalisé type *C* de l'ORTF. Il comporte les alimentations de l'équipement ainsi que les deux amplificateurs de voie, l'un pour le signal de luminance, l'autre pour le signal trichrome multiplexé.

Un panneau avant rabattable comprend l'essentiel des réglages des tubes d'analyse accessibles pendant la maintenance.

En opération normale, le panneau est refermé et le châssis de contrôle de voie ne comporte plus, de façon apparente, que le système de mise en marche et un sélecteur de contrôle des images.

5.3. Le pupitre de controle

Il a été maintenu malgré l'automatisme poussé de l'équipement. Dans les conditions normales, on utilise en tout et pour tout la commande unique niveau de noir/gain.

Mais le pupitre comprend encore une alternative possible avec un réglage manuel de diaphragme.

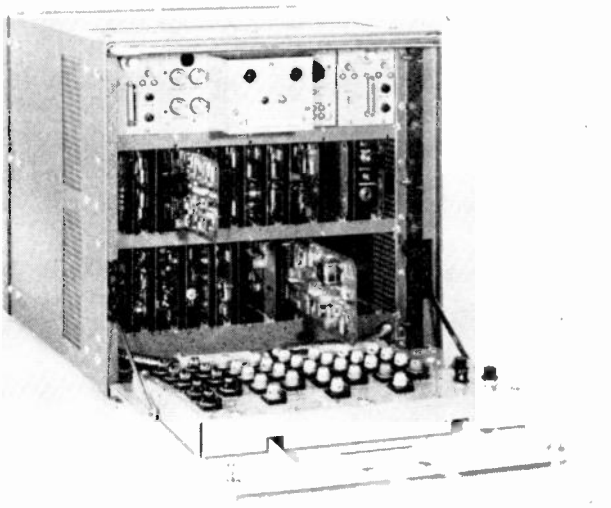


Fig. 6. — Châssis de contrôle de voie CC 501.

6. Conclusion

Une caméra de ce type doit assumer dans le proche avenir les besoins de l'exploitation de la télévision en couleur. Grâce à sa légèreté, sa maniabilité et sa facilité d'exploitation, la prise de vue en couleur devrait devenir rapidement une technique aussi banale qu'est maintenant la télévision en noir et blanc.

Analyseur de diapositives THT 2100 et télécinéma THT 2300 et THT 2301 pour la télévision en couleur

PAR

M. FAVREAU

Département Télévision

Compagnie Française
Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt

I. — ANALYSEUR DE DIAPOSITIVES

1. But de cet analyseur

Les analyseurs de diapositives sont utilisés quelquefois pour des projections commentées, mais plus fréquemment dans les grands centres comme sources d'images auxiliaires pour effectuer les :

— surimpressions
— sous titrages,
— annonces,
— découpages,
— truquages divers.

Aujourd'hui, la qualité de ces appareils est telle qu'ils sont même utilisés pour la génération de signaux de mire-test destinés au réglage des émetteurs.

Devant le succès rencontré par ce type d'appareil en noir et blanc, la CFTHHB a étudié et réalisé un appareil analogue destiné à la TV en couleur.

Pour cette nouvelle technique, divers problèmes, tels que : la sensibilité, le prix de revient horaire, la complexité du matériel et sa fiabilité, et le prix de vente, ont été à nouveau considérés pour définir le choix du système d'analyse.

Alors que, pour le noir et blanc, il pouvait y avoir discussion au sujet du choix de l'analyse par tube vidicon ou par tube flying-spot, pour la télévision en couleur, aucun doute n'est possible, seul le principe d'analyse par flying-spot peut être retenu. Ce système l'emporte sur tous les plans, sauf, peut-être, sur celui de la sensibilité, mais nous verrons plus loin que ce problème est devenu mineur avec les systèmes optiques et les photomultiplicateurs que nous utilisons aujourd'hui.

2. Rappel bref du principe d'analyse par « flying spot » (fig. 1).

La source de lumière est un tube cathodique spécial à haute résolution et à très faible persistance. Ce tube est balayé selon le standard de télévision choisi et la lumière émise par le spot n'est pas modulée.

Un objectif forme l'image du spot mobile sur la diapositive à analyser. La lumière collectée derrière la diapositive par le condensateur « *C* » est donc modulée par les différentes plages d'opacité variable de la diapositive ; cette lumière excite le photomultiplicateur pour former le signal électrique.

On peut voir immédiatement que la qualité principale d'un tel système réside dans la simplicité et par conséquent la stabilité et la fiabilité.

En télévision couleurs, le système est complété par un séparateur optique trichrome, associé à trois photomultiplicateurs et trois canaux d'amplification.

Pour cette application, les avantages sont encore plus évidents :

— l'emploi d'une trame unique pour analyser les trois composantes simultanément élimine complètement les problèmes de superposition et réduit, dans de grandes proportions, les problèmes de taches colorées ;

— la linéarité du signal et le niveau du noir sont précis et indépendants du contenu de l'image, ce qui permet des corrections de gamma très stables et très poussées.

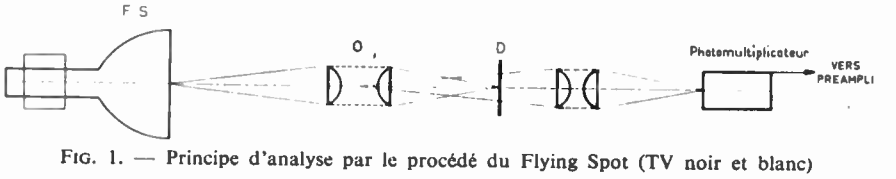


FIG. 1. — Principe d'analyse par le procédé du Flying Spot (TV noir et blanc)

3. Description de l'analyseur de diapositives couleur THT 2100

Il se présente sous la forme d'une petite baie basse comportant tous les générateurs de signaux nécessaires à l'élaboration du signal de Télévision couleur, y compris le codeur (fig. 2). Ces équipements sont entièrement transistorisés et la hauteur du bâti est assez réduite pour que l'on puisse poser sur lui un moniteur de contrôle de 54 cm qui se trouve alors à une hauteur correcte.

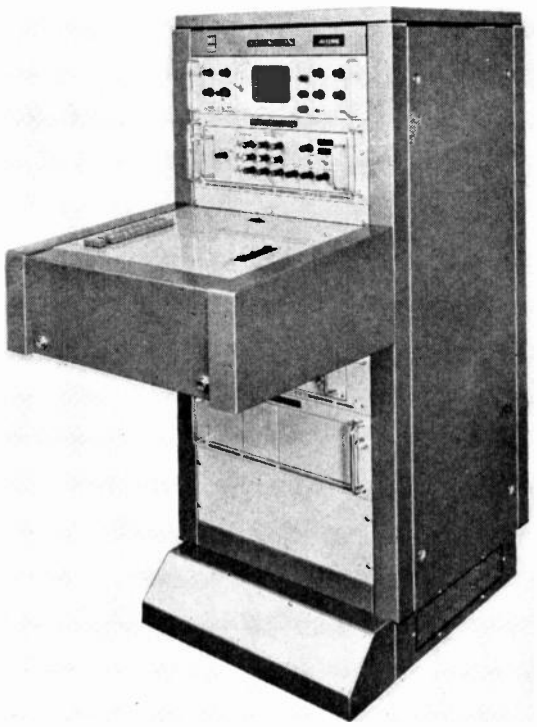


FIG. 2. — Analyseur de diapositives couleur TH.T 2100

L'axe optique de la partie analyse a été placé horizontalement de façon à réduire au maximum la hauteur de l'ensemble.

La partie séparation trichrome, les photomultiplicateurs et les préamplificateurs sont incorporés dans le pupitre de commande.

Sous le tube d'analyse se trouve le tambour porte-photo ; il se présente sous la forme d'un tronc de cône à axe incliné offrant ainsi un encombrement minimal. Il comporte 20 logements pour diapositives 24 × 36, les vingt positions pouvant être commandées par 20 boutons poussoirs situés sur le pupitre ou télécommandés depuis un ou plusieurs postes de commande à distance.

L'unité de contrôle enfichable est placée au-dessus et facilement accessible ; tous les circuits sont imprimés et également enfichables. Les trois voies couleur réunies dans cette unité comportent chacune les réglages de gain, niveau du noir, corrections d'ouverture, correction de distorsion de phase directement accessibles sur la face avant.

L'opérateur dispose en supplément d'un réglage général du gain et niveau de noir, ainsi que d'une commande de niveau de sortie associé au fonctionnement avec CAG.

Un oscilloscope TEKTRONIX modèle 529 est placé au sommet de la baie et permet l'inspection simultanée des signaux aux fréquences ligne et trame.

Un balayage en escalier, associé à un commutateur électronique, permet la juxtaposition des signaux correspondant à chaque voie couleur et facilite ainsi leur réglage.

4. Fonctionnement détaillé de la partie analyse (fig. 3)

4.1. CIRCUITS ASSOCIÉS AU TUBE D'ANALYSE

— Après mise en forme appropriée, les signaux de base issus du générateur de synchronisation sont envoyés d'une part directement à l'amplificateur de

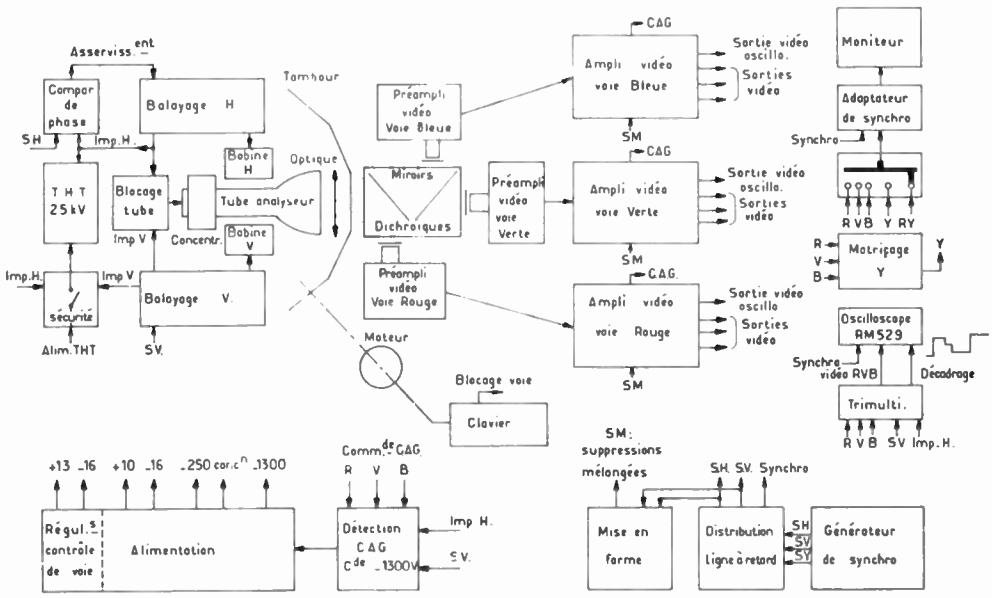


FIG. 3. — Bloc diagramme de l'analyseur.

balayage trame et indirectement, à travers un comparateur de phase, à l'amplificateur de balayage ligne ; d'autre part, mélangés à l'amplificateur video pour former et calibrer d'une manière définitive les signaux video délivrés par l'appareil.

— L'amplificateur de balayage trame est entièrement transistorisé. Il délivre un courant de balayage même en l'absence de signaux de base.

Il est cependant complété par un système de sécurité coupant à la fois le courant de faisceau du tube d'analyse et le générateur de très haute tension, au cas où il se produirait une défaillance dans l'amplificateur de puissance ou dans la circuiterie des bobines.

La distorsion de linéarité obtenue est inférieure à 5 % par la méthode de mesure ORTF et inférieure à 1 % par la méthode Retma.

— L'amplificateur de balayage ligne est associé à un comparateur de phase. Celui-ci a pour but :

- de compenser le retard au déclenchement introduit par le transistor de puissance,
- de permettre le fonctionnement du circuit de balayage même en l'absence de signaux de base et également, dans ce cas, de limiter les écarts de la fréquence d'oscillation libre à une valeur suffisamment faible pour éviter la destruction de transistor de puissance.

— L'alimentation THT 25 kV est fournie par un oscillateur synchronisé sur l'impulsion ligne et entièrement transistorisé.

Ce circuit est muni d'une protection spéciale contre les courts-circuits, ou simplement les courants crête excessifs (entièrement électronique).

— Le blocage des retours du spot est effectué en ligne et en trame, bien que ce ne soit pas théoriquement nécessaire. En pratique, les tubes se marquent en vieillissant et si l'on n'efface pas les lignes pendant le retour trame, celles-ci finissent par devenir visibles pendant la partie active du balayage simplement par brûlures localisées.

4.2. Système optique

Sur la figure 4, nous montrons le schéma du système optique et la position du séparateur dichroïque proprement dit.

Il est placé dans la partie centrale du condensateur ; c'est en effet dans cette zone que les rayons présentent le meilleur parallélisme ; ainsi les risques de variation de bande passante optique par variation d'angle d'incidence sont les plus réduits.

Le système en V a été choisi de préférence au système en croix car, avec ce dernier système, il est très difficile d'éviter un léger assombrissement au centre de l'image amené par l'intersection des miroirs.

Des filtres compensateurs complémentaires permettent d'obtenir les courbes de transmission représentées figure 5.

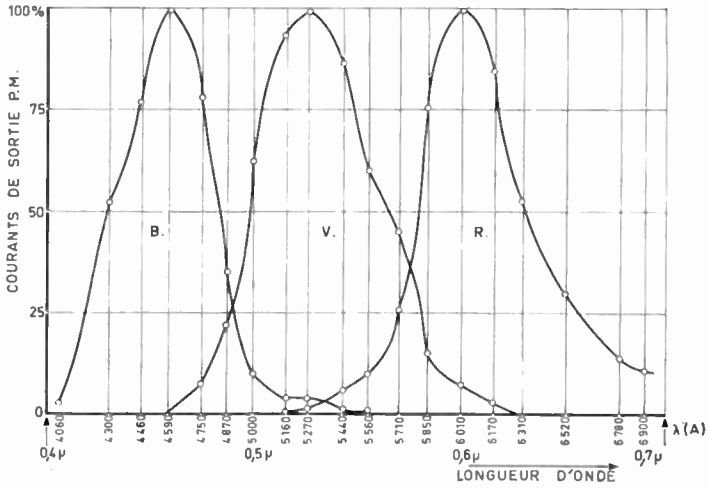


Fig. 5. — Réponse spectrale.

Ces courbes représentent la transmission globale de chaque voie ; elles ont été relevées point par point à l'aide de 20 filtres de mesure à bande étroite (< 100 Å à 6 dB) insérés dans la partie la plus parallèle du flux lumineux.

En général, on utilise des photomultiplicateurs standard à couche S 11 (sensibilité moyenne) pour les voies vertes et bleues et un photomultiplicateur S 20 (couche multialcaline de haute sensibilité) pour la voie rouge, cette voie étant moins favorisée que les autres pour le spectre d'émission du phosphore du tube analyseur.

Nous avons également utilisé ce photomultiplicateur S 20 sur la voie verte pour étendre la sensibilité

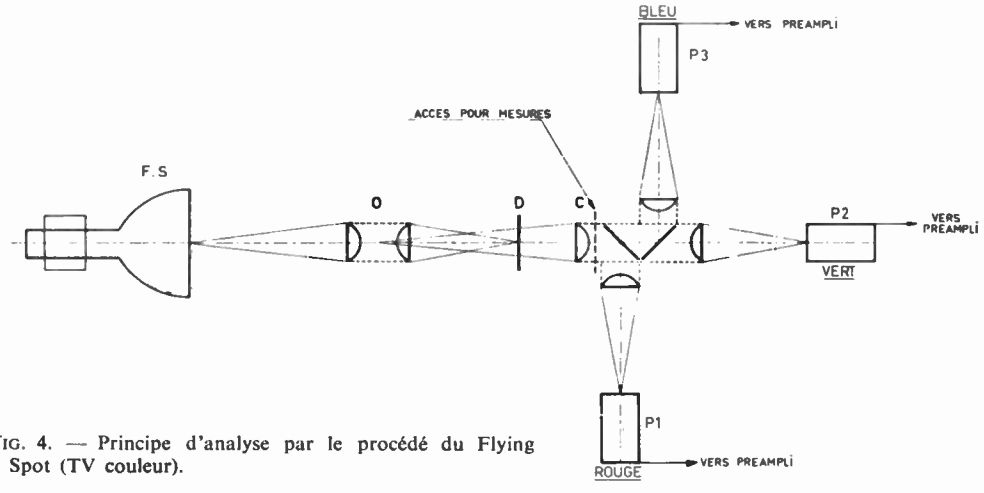


Fig. 4. — Principe d'analyse par le procédé du Flying Spot (TV couleur).

de la voie verte vers le jaune et obtenir un meilleur rapport signal/bruit sur cette voie qui, en principe, fournit le maximum des informations du signal de luminance.

5. Traduction lumière courant

Dans ces équipements, le rapport signal/bruit dépend, pratiquement, entièrement de la qualité des photomultiplicateurs et de leur mode de fonctionnement. Nous avons spécialement étudié ce dernier point et nous sommes arrivés aux conclusions suivantes :

Il est bien évident que pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit, il est nécessaire d'envoyer le flux lumineux maximal sur la photocathode des photomultiplicateurs et c'est dans ce but que nous avons poussé au maximum le rendement des systèmes optiques. Toutefois, dans ces conditions, si l'on veut respecter les tensions minimales entre dynodes recommandées par le constructeur, toujours dans le but d'améliorer le rapport signal/bruit, il est impossible de ne pas saturer les deux ou trois derniers étages des multiplicateurs*.

Pour notre application spéciale, il serait donc nécessaire de trouver des photomultiplicateurs comportant moins de dynodes ou capables de délivrer, sans usure, des courants de sortie nettement plus importants.

Après consultation des fournisseurs et avec leur accord, nous avons utilisé comme anode finale une dynode intermédiaire et porté les dynodes suivantes reliées avec l'ancienne anode à un potentiel légèrement inférieur à celui de la dynode utilisée comme sortie signal pour éviter toute collection parasite sur ces dernières électrodes.

Cette modification nous a permis de gagner encore trois décibels dans le rapport signal/bruit. Pour fixer les idées, les performances obtenues dans ce domaine sont les suivantes :

Avec la correction d'ouverture ajustée pour obtenir 100 % de taux de modulation à 5 MHz sur mire-test ORTF, on obtient :

33 dB pour la voie rouge,

37 dB pour la voie verte,

34 dB pour la voie bleue,

en signal crête à crête sur valeur efficace du bruit.

6. Amplificateur video (fig. 6)

A la sortie des photomultiplicateurs, le signal video est amplifié et corrigé dans un premier amplificateur. Celui-ci est identique pour chacune des trois voies et interchangeable ; seul le support des photomultiplicateurs est câblé différemment. Il comporte un correcteur de traînage à quatre constantes de temps indépendantes pour compenser l'effet de décroissance non instantanée de luminance du spot (after-glow).

Dans l'amplificateur video principal, le signal reçoit les corrections suivantes :

a) calibration de la bande passante,

b) correction de distorsion de phase,

c) correction d'ouverture,

d) correction de gamma 0,45,

e) réglage du niveau (manuel ou automatique).

* voir annexe I.

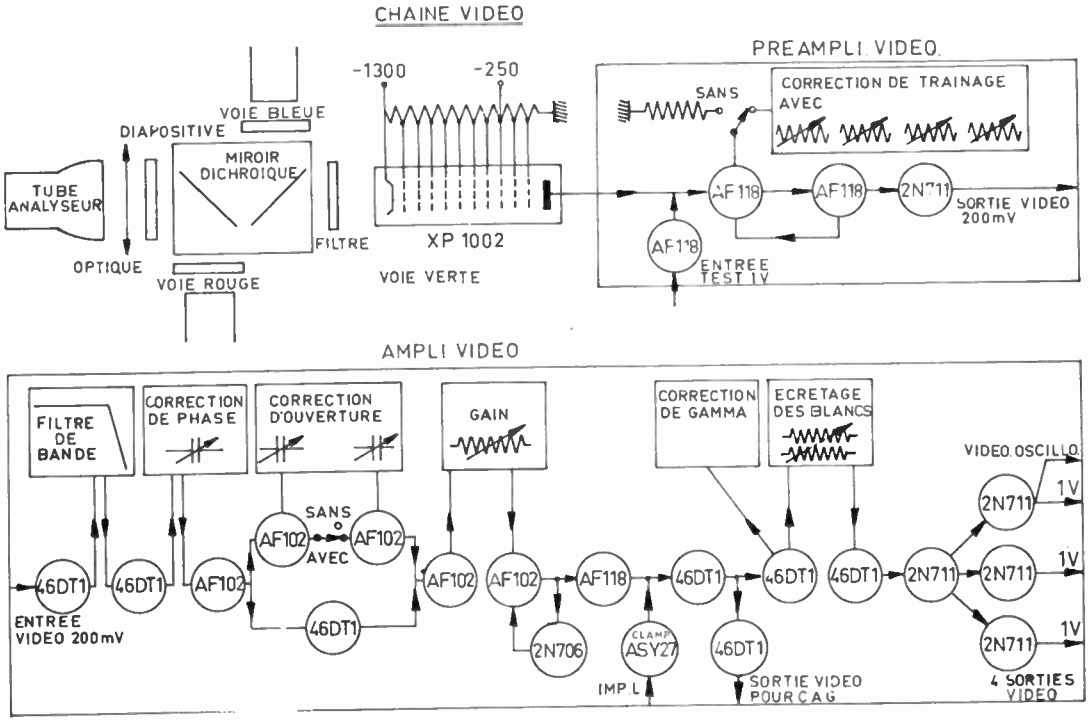


FIG. 6. — Schéma d'un canal vidéo.

6.1. Calibration de la bande passante

Les divers étages d'amplification à transistors sont calculés très largement et leur bande passante est, en général, très supérieure à la bande requise par le standard à 625 lignes.

La calibration de la bande passante de la chaîne est donc localisée sur un seul étage comprenant un filtre et un amplificateur. Ceci permet un réglage plus souple en série et une meilleure reproductibilité.

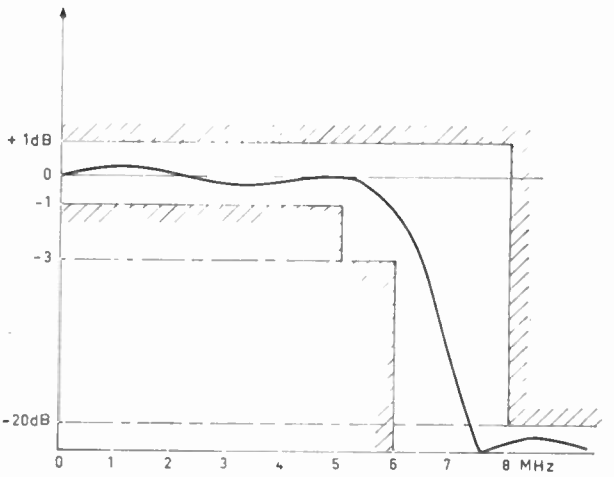


Fig. 7. — Calibration de la bande passante.

6.2. Correction de distorsion de phase

Afin d'améliorer la réponse de l'ensemble en impulsions et de compenser les dégradations amenées principalement par la limitation de bande passante et les photomultiplicateurs, un correcteur de distorsion de phase, ajustable, est inséré dans la chaîne video.

La plage de correction est comprise entre +45° et + 135° à 6 MHz. L'ajustage de la correction peut être facilement exécuté sur une mire de barres verticales.

6.3. Correction d'ouverture

Rendue nécessaire par pertes de résolution imposées tant par les dimensions non nulles du spot d'analyse que par les pertes dues au système optique et au film lui-même, cette correction est ajustable entre +3 dB et +9 dB à 6 MHz, la valeur normale de réglage est +6 dB pour obtenir 100 % de taux de modulation à 5 Hz.

Elle est du type à phase constante et sa loi de correction est fonction du carré de la fréquence.

Sur la figure 8, on peut voir les variations du taux de modulation en fonction de la fréquence pour un réglage optimal du correcteur d'ouverture.

6.4. Correction de gamma*

Déjà dans la télévision en noir et blanc, pour l'étude de ce problème il fallait dissocier deux sortes de correction :

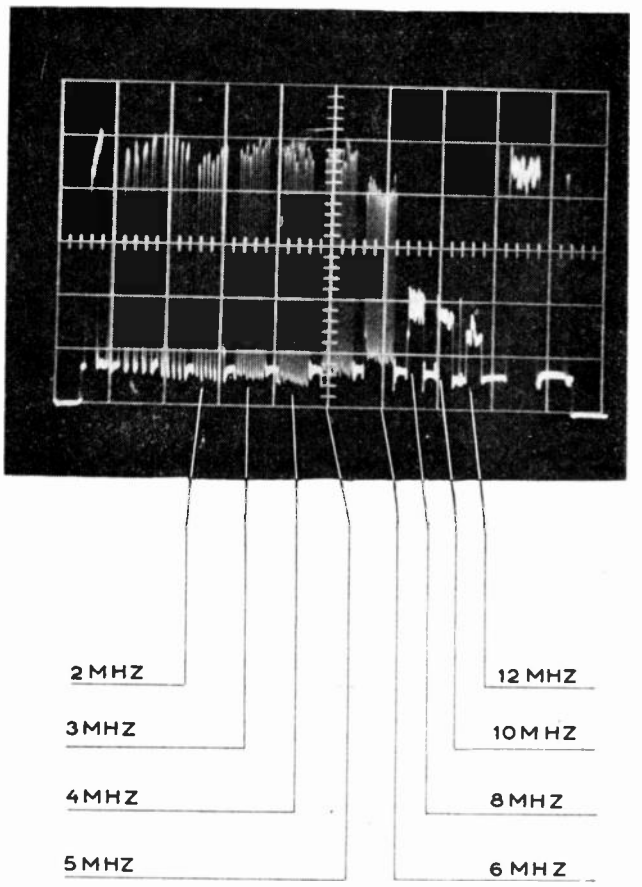


Fig. 8. — Oscillogramme du taux de modulation.

1) la précorrection à faire subir aux signaux video en vue de compenser d'une manière définitive les défauts inhérents à la non-linéarité des tubes cathodiques récepteurs.

2) une correction supplémentaire permettant de satisfaire aux goûts moyens du public, qui préfère en général voir une restitution plus dure que la réalité. Cela provient probablement des conditions de vision : dimensions limitées de l'écran, lumière parasite, distorsions dans la mémoire visuelle, etc.

En télévision couleurs, les problèmes de la correction fixe sont exactement les mêmes, mais demandent beaucoup plus de précision. Il ne s'agit plus en effet de corriger un seul canal, mais trois canaux simultanément et toute différence de linéarité entre les trois canaux se traduit immédiatement par des virages de teintes beaucoup plus gênants que les distorsions de luminance.

Le gamma des tubes trichromes disponibles actuellement peut être évalué en moyenne à 2,2 sur chaque canon.

Ce chiffre sera pris comme valeur standard, la correction fixe définie plus haut et devant être appliquée à chacun des trois canaux video sera donc de $\gamma = 1/2{,}2 = 0{,}45$

Nous avons été amenés à étudier un correcteur de gamma possédant cette caractéristique et dont les performances ont été particulièrement poussées sur les points suivants : stabilité, précision, plage d'efficacité.

* voir annexe II.

Pour obtenir ces performances, le correcteur a été réalisé à l'aide d'un amplificateur à contre-réaction variable en fonction du niveau. Il comporte quatre valeurs de gain dynamique (de 5 au voisinage du noir à 0,5 au voisinage du blanc).

L'ensemble reproduit la courbe théorique $\gamma = 0{,}45$ à ± 10 % près pour un contraste supérieur à 100 (fig. 9).

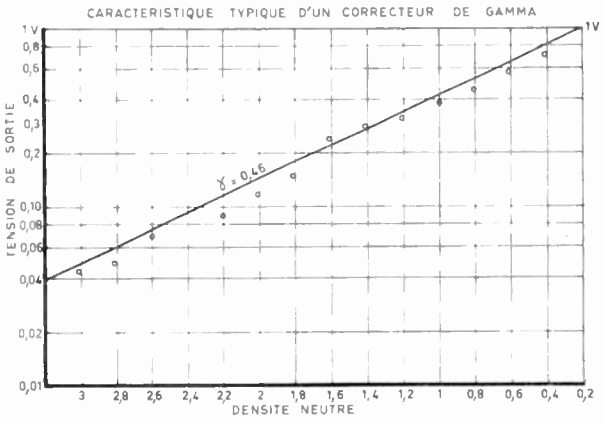


FIG. 9. — Courbe de réponse du correcteur de gamma = 0.45.

Comme nous l'avons signalé plus haut, les conditions d'observation de la télévision sont très différentes des conditions d'observation de la réalité et il est bien évident qu'en prise de vue directe, il est nécessaire d'apporter une correction supplémentaire analogue à celle qui est apportée au cinéma : gamma global voisin de 1,3.

L'analyse des films et des diapositives ne nécessite pas cette correction puisqu'elle existe déjà sur la pellicule.

Dans cette première étape, nous nous sommes donc contentés de la correction fixe avec, pour but principal, la restitution fidèle des films et diapositives tels qu'ils sont.

Si l'expérience montrait que des différences d'observation entre la télévision et le cinéma amenaient à utiliser d'autres lois de corrections pour la télévision, il est toujours possible de modifier les correcteurs qui sont réalisés en circuits imprimés enfichables indépendants, donc très facilement remplaçables.

6.5. RÉGLAGE DU NIVEAU (MANUEL OU AUTOMATIQUE)

— Commande manuelle

Un potentiomètre de gain général (pouvant d'ailleurs être renvoyé à distance) agit simultanément sur les trois tensions appliquées aux photomultiplicateurs. Le réglage individuel est effectué par trois potentiomètres montés directement en parallèle sur les fermetures (75 Ω) des câbles et amenant le signal en provenance des préamplificateurs.

— Commande automatique

Lorsque le signal atteint un niveau suffisamment élevé et juste avant la correction de gamma, il est détecté et envoyé vers la commande automatique de gain.

Un circuit spécial permet d'asservir la commande automatique de gain, seulement sur le signal le plus élevé. Elle agit simultanément sur les tensions d'alimentation des trois photomultiplicateurs.

A la sortie des amplificateurs principaux, les trois signaux sont envoyés soit au codeur, soit au moniteur RVB et commutés séquentiellement vers l'oscilloscope de mesure afin d'en éviter la qualité.

Cet appareil présente, outre ses performances et sa fiabilité, une très grande souplesse d'exploitation, puisque l'on dispose, après codage, des signaux standard NTSC, SECAM ou PAL mais également avant codage, des trois composantes fondamentales entièrement corrigées, sur lesquelles il est possible d'effectuer toutes les mesures désirables.

Outre cette utilisation plus spécialement destinée au laboratoire, il a été conçu pour une exploitation aisée par un personnel encore peu entraîné. Sa robustesse et sa simplicité en ont fait un appareil dont la maintenance est pratiquement inexistante.

II. — TÉLÉCINÉMA COULEUR 35 mm THT 2 300 (fig. 10)

1. Principe de l'analyse

De même que pour l'analyseur de diapositives, le choix du principe d'analyse a été complètement remis en question avec l'arrivée de la couleur et les

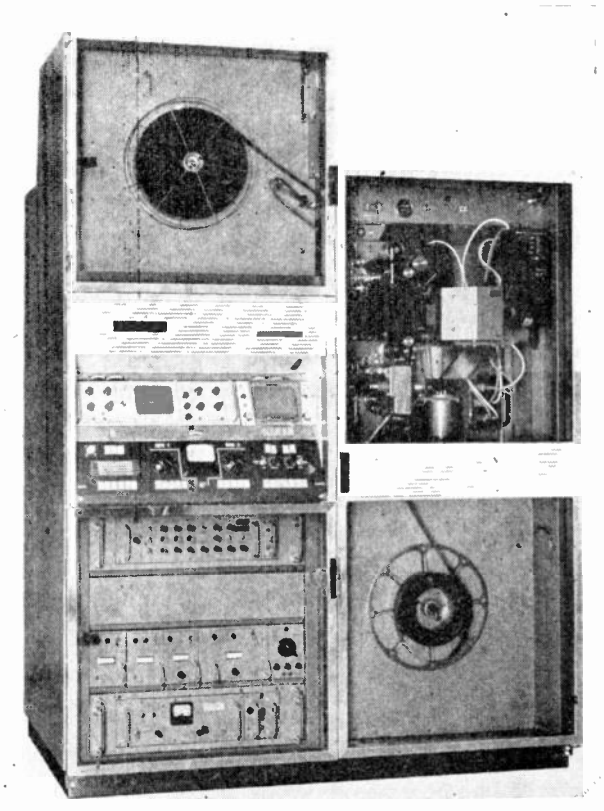


FIG. 10. — Télécinéma couleur 35 mm TH.T 2300.

arguments qui avaient milité en faveur du système d'analyse par flying spot restent valables pour le télécinéma. Toutefois, une attention particulière a dû être portée au problème de la sensibilité et du système de défilement du film.

Ce dernier problème qui n'est d'ailleurs pas nouveau avait été l'objet de nombreuses études et réalisations pour le télécinéma en noir et blanc avant l'arrivée du tube vidicon. La télévision en couleur, en remettant ces systèmes à l'honneur, nous a donné l'occasion de les perfectionner et de les adapter aux nouvelles exigences de la technique actuelle.

Le principe de l'analyse par flying spot en télécinéma nécessite l'emploi d'un projecteur spécial, fondamentalement différent des projecteurs de cinéma standards. En effet, du fait de l'incapacité de ces systèmes à fonctionner sur mémoire, les images à analyser doivent être stables ou artificiellement stabilisées pendant 97 % de la période de substitution des images.

Les divers systèmes à descente accélérée du film en moins de 3 % de la période sont délicats, en général extrêmement bruyants, et demandent au film des performances de solidité difficilement compatibles avec l'exploitation courante.

Les sytèmes à stabilisation d'images par miroirs oscillants ou rotatifs sont extrêmement délicats et par conséquent extrêmement chers.

Nous avons donc choisi, pour ces télécinémas, le système classique à double trajet optique et obturation séquentielle avec défilement continu du film.

Dans ce système, l'image blanche entrelacée formée sur l'écran du tube cathodique d'illumination T est mise au point simultanément sur les deux demi-fenêtres superposées du couloir C dans le plan du film à l'aide des deux objectifs O_1 et O_2, ces deux objectifs et les prismes qui leur sont associés forment deux voies d'illumination indépendantes et identiques qui, décalées dans l'espace et obturées séquentiellement à l'aide d'un obturateur synchrone, permettent d'analyser successivement deux fois la même image du film de manière à réaliser mécaniquement, sur le film en mouvement, l'entrelacé d'ordre 2, normalisé dans la télévision radiodiffusée.

Il est bien évident que, pour conserver à cet entrelacé toute sa qualité, il est absolument nécessaire d'avoir une géométrie parfaitement identique sur les deux voies et un défilement parfaitement régulier du film.

2. Etudes nouvelles

Les études ont porté principalement sur :

— l'accroissement de luminosité des optiques en vue de l'application couleur,

— la diminution des effets de scintillement par utilisation d'objectifs et de prismes spécialement étudiés pour l'uniformité d'éclairement et la géométrie,

— l'amélioration du fonctionnement des séparateurs dichroïques,

— l'amélioration de la précision de mise au point,

— le fonctionnement en cinémascope,

— l'asservissement de l'ensemble mécanique à la fréquence trame du balayage 625 lignes couleur piloté par quartz.

2.1. Augmentation de l'ouverture du système optique

Grâce à l'utilisation de procédés modernes de calcul et à l'emploi de nouveaux verres à haut indice, nous disposons maintenant d'un ensemble optique de hautes performances :

— ouverture relative de chaque objectif : 1,8

— ouverture de travail au grandissement 4 : 2,1

— atténuation de luminosité sur les bords du champ < 10 %,

— taux de modulation > 80 % sur toute la surface du champ avec une mire correspondant à 5 MHz en télévision (normes 625 lignes),

— définition limite : 60 traits au millimètre.

Malgré les performances très difficiles demandées à l'uniformité d'éclairement, nous avons été amenés à réduire encore la différence entre les rayons axiaux et les rayons marginaux dans le sens vertical, car c'est dans ce sens que les atténuations ont le plus d'effets perturbateurs (la différence d'éclairement est inversée haut et bas pour les deux trames successives de l'image entrelacée, ce qui produit du scintillement).

Un diaphragme elliptique (ellipse à petit axe vertical) a permis de ramener à quelques pour cent les différences d'éclairement dans le sens vertical et à conserver l'ouverture totale dans le sens horizontal, sens

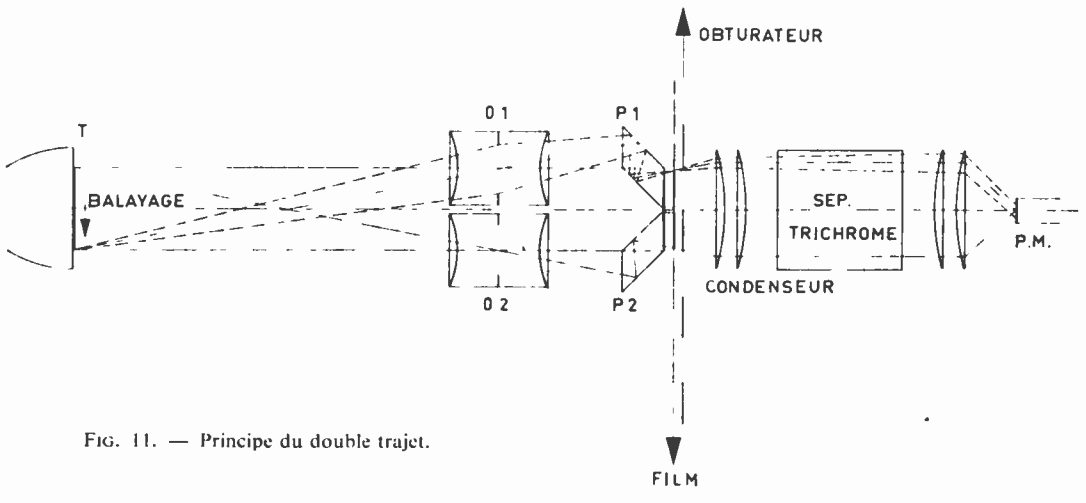


FIG. 11. — Principe du double trajet.

pour lequel les atténuations ont une importance relativement beaucoup moins grande. La perte globale de luminosité due à ce diaphragme ne dépasse pas 5 % de la luminosité initiale.

2.2. Réduction du scintillement

Il est principalement dû à des occultations et quelques asymétries des systèmes de séparation trichrome par miroirs dichroïques. Ceux-ci doivent être largement dimensionnés pour laisser passer la totalité des flux lumineux et même certains rayons marginaux qui sont quelquefois considérés comme mineurs par les opticiens. Dans ce but, nous avons été amenés à placer l'ensemble de séparation trichrome dans un plan horizontal et non vertical, comme nous l'avions initialement prévu pour des raisons mécaniques, afin de traiter strictement de la même manière les deux flux lumineux décalés verticalement, issus des deux trames paire et impaire décalées dans le couloir.

D'autre part, nous avons été amenés à prendre en considération des phénomènes de taches dans les miroirs dichroïques, inhérents à leurs principes mêmes et surtout à leur association à des objectifs de grande ouverture.

2.3. Amélioration des séparateurs trichromes à miroirs dichroïques

L'accroissement des ouvertures nous a amenés à augmenter la distance entre le condensateur d'entrée du séparateur trichrome et le plan du film (fig. 12), ceci dans le but d'éloigner du séparateur trichrome proprement dit, la pupille de l'objectif et d'en réduire ainsi l'angle apparent. Ceci présente l'inconvénient de nécessiter une lentille d'entrée du condensateur de plus grand diamètre, mais permet de réduire notablement les variations angulaires des rayons traversant les miroirs dichroïques et d'en accroître ainsi la sélectivité ($\Delta\theta < \pm 10$ %).

Les effets perturbateurs de l'accroissement des ouvertures sur les taches sont dus à ce que les miroirs dichroïques ne présentent évidemment pas une symétrie de révolution autour de l'axe optique et que cela fait apparaître certaines dissymétries dans le flux lumineux correspondant, par exemple, aux points gauches et droits de l'image dans le cas d'un séparateur horizontal.

Ces dissymétries sont d'autant plus marquées que la pupille de sortie de l'objectif utilisé est de plus grand diamètre. Ces défauts se traduisent par un léger déplacement du spectre et une légère modulation du niveau lumineux en fonction des points de l'image.

De plus, l'utilisation de filtres complémentaires pour accroître la sélectivité des voies, produit sur la modulation du spectre la même action qu'un filtre à flanc raide sur la modulation de fréquence, c'est-à-dire, une modulation d'amplitude. Cette modulation étant liée au point d'image se traduit par une tache colorée. Pour combattre ces défauts, il est nécessaire de rétablir l'homogénéité du flux, soit à l'aide de filtres dégradés, soit à l'aide de caches appropriés placés dans une zone de lumière diffuse.

2.4. Amélioration de la précision de mise au point

Dans les dérouleurs à défilement continu et à double trajet optique, le problème de la mise au point revêt une importance particulière car toute variation de position du film dans la fenêtre se traduit par une variation de mise au point, mais aussi par une variation légère des dimensions géométriques de l'image. Ces variations sont intolérables car elles se traduisent immédiatement par une perte de l'entrelacé.

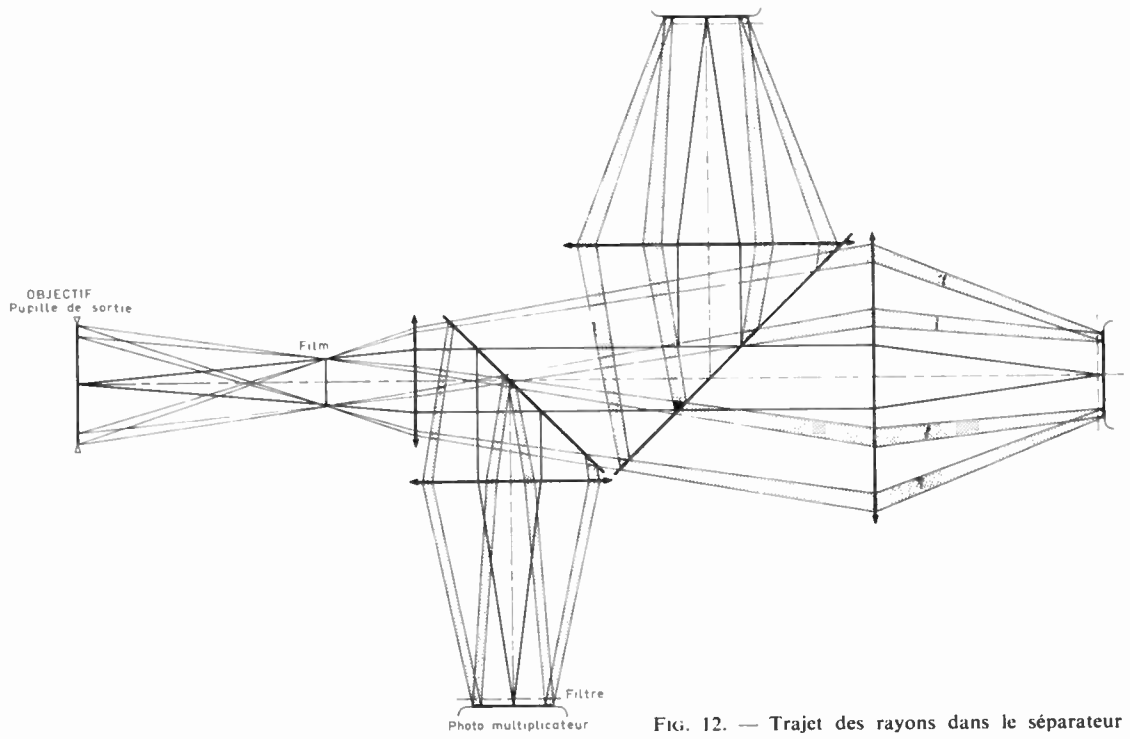


Fig. 12. — Trajet des rayons dans le séparateur trichrome.

Nous avons donc été conduits à étudier le problème du tuilage des films et, en particulier, à remplacer le couloir droit qui équipait les anciens projecteurs, par un couloir courbe, système qui est déjà employé depuis longtemps sur les projecteurs classiques de qualité.

Indépendamment de ce problème, il existe une très légère différence de mise au point entre les films originaux et les copies (position de la gélatine par rapport au support).

Nous avons conservé un réglage de mise au point pour ce dernier cas, réglage agissant sur la position du tube cathodique d'illumination.

Un système spécial de correction d'entraxe des deux voies optiques en fonction du déplacement du tube a été ajouté à cet ensemble pour éviter toute variation d'entrelacé pouvant survenir pendant l'opération de mise au point.

2.5. Fonctionnement en cinémascope

2.5.1. *Influence sur le choix de l'emplacement de l'obturateur*

Sur les appareils existant aujourd'hui, l'obturateur se trouve placé soit entre le tube analyseur et les objectifs, soit entre la sortie des prismes et le couloir du film.

Nous avons été amenés à réétudier complètement ce problème pour la raison suivante :

L'ouverture de nos objectifs a été tellement accrue que les flux lumineux entrants présentent un très grand diamètre relativement à leur entraxe.

Par conséquent, la distance entre les deux flux est très réduite et si l'on avait voulu placer l'obturateur entre le tube et les objectifs, il aurait fallu que celui-ci soit de très grandes dimensions pour réaliser l'ouverture et la fermeture des faisceaux en un temps suffisamment court et avec une tolérance de phase suffisante.

Nous n'avons pas non plus placé l'obturateur entre les prismes et le film, car cela entraînerait un accroissement important de la distance entre le film et la face de sortie des prismes et, par conséquent, des perturbations graves dans l'analyse des films dans le format cinémascope.

En effet, à la sortie des prismes (même lorsqu'ils sont juxtaposés), il existe entre les deux voies, une zone d'ombre, due à la séparation des flux et à la convergence des rayons sur le film, d'autant plus large que la distance entre le film et les prismes est plus grande.

Dans le cas du film normal, la zone d'ombre n'a pas d'importance car, compte tenu de la durée de suppression trame et de l'intervalle important (3,25 mm existant entre les images, le balayage utile ne rentre jamais dans la zone d'ombre et il n'y a aucune occultation.

Dans le cas du cinémascope, le problème est plus difficile, car l'intervalle entre les images n'est que d'un millimètre et si l'on veut balayer verticalement la totalité de la hauteur de l'image inscrite sur le film, on ne peut éviter de pénétrer dans la zone d'ombre.

Nous avons été ainsi amenés à rechercher une solution entièrement nouvelle. Celle-ci consiste à placer l'obturateur après le film et non entre le film et les prismes. Grâce à cela, nous avons pu réduire au minimum la distance film-prismes et ainsi limiter la réduction de la hauteur d'image analysée en cinémascope à 5 % (la valeur théorique imposée par les prismes)*.

Cette solution présente de gros avantages sur le plan mécanique et simplifie considérablement le problème de la commutation des formats.

2.5.2. *Commutation de format : normal-cinémascope*

Dans ce nouveau plan choisi pour l'obturation au voisinage du film, le pinceau mobile à obturer présente un très petit diamètre ; c'est pratiquement l'image balayée du spot analyseur très légèrement défocalisée. Par conséquent, le rapport entre l'entraxe et le diamètre des deux spots (issus respectivement des deux voies optiques) est très grand. Il en résulte qu'un obturateur placé dans ce plan et synchrone, présente une très grande latitude de phase.

C'est en utilisant cette propriété que nous avons pu réaliser un obturateur mixte, à la fois valable en format normal et en format cinémascope. En effet, selon la norme actuelle en France, la vitesse linéaire du balayage vertical dans le format cinémascope au niveau de la fenêtre doit être environ 1,7 fois plus grande que la vitesse normale. Il serait donc nécessaire de changer l'obturateur (nombre de pales et vitesse), pour rester en phase avec le balayage.

A la suite de calculs que nous ne développerons pas ici*, nous avons pu trouver une vitesse linéaire d'obturation au niveau de la fenêtre, intermédiaire entre ces deux vitesses, et qui conserve une tolérance de phase encore très suffisante, bien que réduite par rapport au cas du monoformat. Ainsi, la commutation de format se réduit en une simple commutation électronique sur les amplitudes des balayages.

2.6. Asservissement de l'ensemble mécanique a la fréquence trame des balayages en 625 lignes pilotés par quartz

Le pilotage par quartz des générateurs de synchronisation utilisés pour les standards 625 lignes couleur impose une fréquence trame extrêmement précise liée au quartz et qui n'est pas forcément égale à celle du secteur. Dans tous les systèmes (Kinescopes et télécinémas) où l'analyse est liée directement au mouvement du film, il est nécessaire d'asservir ce mouvement à la fréquence de trame du générateur de synchronisation formant la référence.

Certains constructeurs ont utilisé des moteurs à vitesse variable incorporés dans une boucle de contre-réaction utilisant un comparateur de phase, et divers amplificateurs ; nous avons préféré fabriquer, en somme, un faux secteur à partir d'un courant redressé, filtré et découpé par thyristors directement pilotés par l'impulsion trame ; ceci présente l'avantage outre une plus grande simplicité, d'éviter tout risque de pompage inhérent à tous les systèmes asservis.

Dans ce cas, les moteurs sont donc du type synchrone classique et présentent toute garantie quant à la stabilité de phase.

---

* voir calcul détaillé (annexe III).

* voir annexe III.

Ce générateur, de présentation relativement compacte, a pu être incorporé dans la baie télécinéma proprement dite après une étude fort laborieuse de déparasitage systématique.

III. — TÉLÉCINÉMA COULEUR 16 mm THT 2301 (fig. 13)

Nous avons adapté sur ce modèle toutes les améliorations apportées au 35 mm au cours de l'étude, mais comme cet appareil doit présenter des performances de stabilité environ trois fois supérieures à celle du

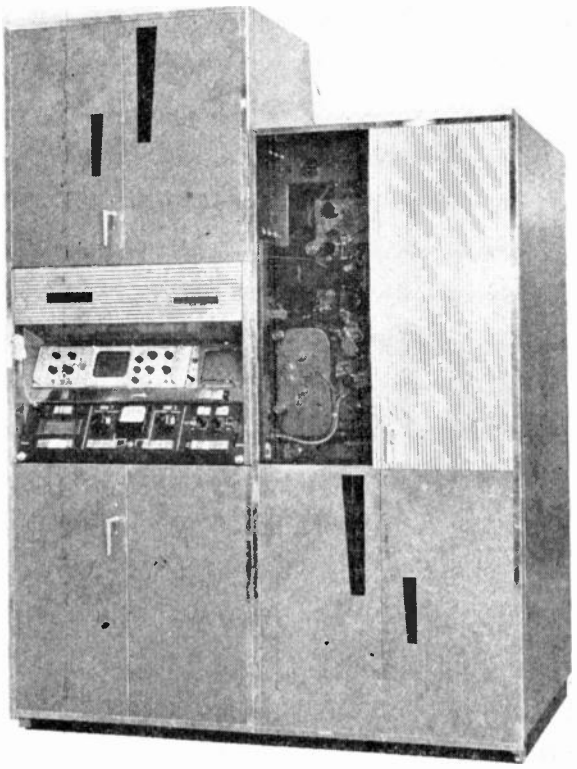


FIG. 13. — Télécinéma couleur 16 mm TH.T 2301.

35 mm, nous avons fait appel à de nouvelles formules pour améliorer le défilement :

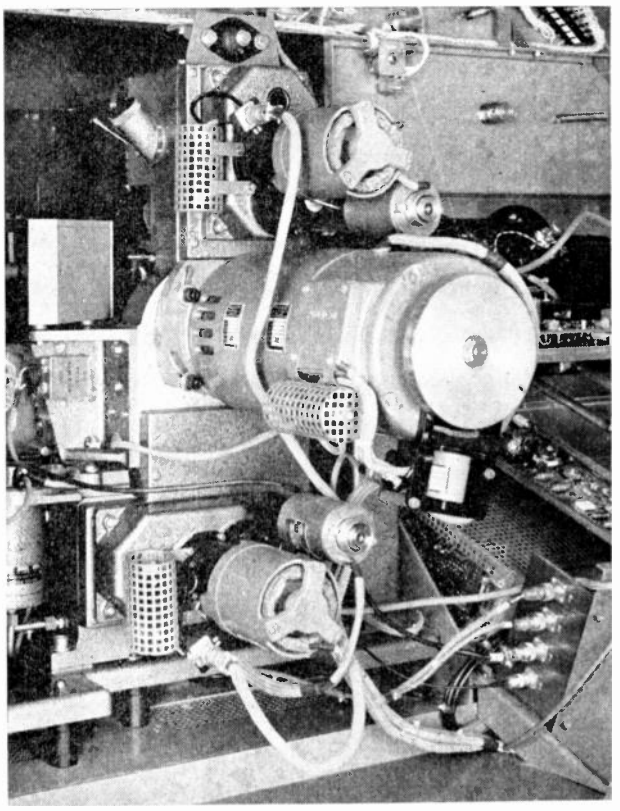


FIG. 14. — Vue arrière des moteurs du télécinéma TH.T 2301.

Afin d'annihiler totalement la réaction des bobines sur les débiteurs d'entrée et de sortie, ce qui nuirait à la régularité du défilement, nous avons ajouté en amont et en aval du dérouleur proprement dit des débiteurs supplémentaires entraînés par des moteurs synchrones indépendants du moteur principal. L'ensemble est couplé mécaniquement au démarrage et à l'arrêt, et découplé en fonctionnement normal (fig. 14).

En dehors de ce perfectionnement essentiel, un soin tout particulier a été apporté sur la réalisation proprement dite : resserrement des tolérances, roulements sélectionnés, pompe à huile indépendante, débiteurs taillés dans la masse, etc.

Dans ces conditions, des mesures effectuées à l'aide du film test de fixité de la CST nous ont donné un coefficient de fixité en 16 mm largement inférieur à 2 °/₀₀ de la hauteur d'image.

ANNEXE I

TRADUCTION LUMIÈRE-COURANT : ANALYSE PAR FLYING SPOT

Formule donnant l'éclairement reçu par la diapositive :

$$E = B : \frac{\pi}{4} \frac{1}{n^2} \frac{F^2}{S'^2} T_0$$

E = éclairement de la diapositive en lux

B = brillance de l'écran en nit

n = ouverture relative de l'objectif

F = distance focale de l'objectif

S' = distance : plan principal image - image

T_0 = transparence de l'objectif

Dans le cas particulier étudié :

B = 400 nit (tube MK 1 316 à 100 μA)
n = 2,2
F = 60 mm
S' = 80 mm pour grandissement 1/3
T_0 = 0,75

$$E = 400 \times \frac{3,14}{4} \frac{1}{4,84} \left(\frac{60}{80}\right)^2 \times 0,75 = 27,4 \text{ lux.}$$

Flux lumineux reçu par la diapositive de format 23 × 30 mm :

$$\Phi \text{ lumière} = E \times S \text{ (m}^2\text{)}$$

$$27,4 \times 6,9 \cdot 10^{-4} = 1,9\ 10^{-2} \text{ lumen}$$

En prenant pour exemple la voie verte, on peut admettre qu'entre le flux illuminant la diapositive et le flux réellement transmis au photomultiplicateur, existe un facteur K d'atténuation environ égal à 10.

Ce facteur tient compte des pertes suivantes :

— différence de réponse spectrale du photomultiplicateur en lumière blanche et en lumière verte (comprenant le phosphore du tube analyseur, les miroirs dichroïques et les filtres complémentaires),

— pertes dues au coefficient de transmission des lentilles du condensateur,

— densité minimale des diapositives = 0,3.

Dans ces conditions, pour un photomultiplicateur à 11 étages, du type XP 1002 (S 20) comme celui qui est employé ici, alimenté sous les tensions normales recommandées pour le meilleur rapport signal sur bruit, le niveau de sortie serait :

$$I = S_{pm} \times I \times \frac{1}{K}$$

S_{pm} = sensibilité globale du photomultiplicateur

$$I_A = 200_{A/L} \times 1,9 \cdot 10_L^{-2} \times \frac{1}{10} = 0,38\ A,$$

ce qui, évidemment, est incompatible avec le fonctionnement correct du photomultiplicateur, la réduction de gain de 500, nécessaire, ne peut être effectuée que par réduction du nombre de dynodes utilisées.

ANNEXE II

CORRECTION DE GAMMA

La reproduction des demi-teintes sur les récepteurs du commerce est pour tous les tubes cathodiques actuels, régie à très peu près par une loi parabolique.

Ceci se traduit par l'expression :

$$b_{im} = \mathfrak{V}^\gamma \text{ ou } \log b_{im} = \gamma \log \mathfrak{V}$$

expression dans laquelle :

b_{im} représente la brillance relative de l'image au point considéré :

$$b_{im} = \frac{B_{gris}}{B_{max}}$$

avec B_{gris} = brillance absolue correspondant au point gris considéré,

B_{max} = brillance absolue maximale correspondant au point le plus blanc de l'image.

$\mathfrak{V}$ représente la tension relative à video fréquence appliquée au Wehneht soit :

$$\mathfrak{V} = \frac{V_{gris}}{V_{max}}$$

avec V_{gris} = tension appliquée au Wehneht correspondant au gris,

V_{max} = tension appliquée au Wehneht correspondant au blanc maximal.

L'origine des tensions correspond au cut-off du tube et par conséquent à la brillance nulle sur l'écran.

γ est le facteur de contraste. Il est égal, en moyenne, à 2,2 pour les tubes cathodiques actuels. Pour un correcteur de γ, la définition du γ est analogue, mais la brillance est remplacée par la tension de sortie, il s'agit alors de sa fonction de transfert.

ANNEXE III

ÉTUDE THÉORIQUE DE L'ANALYSE DES IMAGES DANS LES TÉLÉCINÉMAS COULEUR 35 MM A FLYING SPOT

A. Remarques

Les calculs ci-dessous servent de point de départ à la détermination de tout le dispositif optique et du balayage du tube flying spot. Pour raison de clarté de l'exposé, toutes les dimensions sont ramenées dans le plan du film, ce qui permet des comparaisons directes. On suppose en outre, que les trajets optiques ne sont arrêtés que par le cadre des fenêtres d'analyse placées contre le film.

B. Principe du double trajet optique

— hauteur de l'image : EF ;
— hauteur de la fenêtre supérieure : AB ;
— hauteur de la fenêtre inférieure : $CD = AB$;
— intervalle entre les deux fenêtres d'analyse : BC.

La figure 1 représente les déplacements du film et du spot d'analyse dans un télécinéma flying spot à double trajet optique.

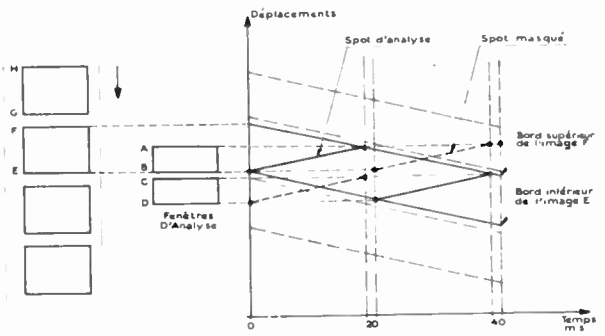


FIG. 1. A. III. — Déplacements du film et du spot d'analyse dans un télécinéma flying spot à double trajet optique.

Le film défile du haut vers le bas, le spot d'analyse du bas vers le haut. La vitesse de défilement étant de 25 images par seconde et la cadence d'analyse, de 50 trames par seconde, chaque image est analysée deux fois. Comme le défilement du film est continu, la vitesse V_r de balayage du spot sur le film est la résultante de la vitesse de défilement V_f et de la vitesse de balayage V_a du spot sur la fenêtre.

$$V_r = V_f + V_a \qquad (1)$$

La trame impaire est analysée quand l'image passe devant la fenêtre supérieure, la trame paire, quand l'image passe devant la fenêtre inférieure.

— *Séquence d'analyse de la trame impaire* (fig. 1)

En début d'analyse, le bord inférieur E est en B, le spot en B. En cours d'analyse, l'image descend, le spot monte et en fin d'analyse, le bord supérieur F est en A. Durant cette période, le spot inférieur est masqué par l'obturateur.

Pendant la période de suppression trame impaire - trame paire, l'image continue à descendre. Au début de la suppression, le bord F est en A. En fin de suppression le bord E est en D.

— *Séquence d'analyse de la trame paire*

Elle se fait comme la trame impaire, mais sur la fenêtre inférieure, le spot de la fenêtre supérieure étant masqué par l'obturateur. En début d'analyse, le bord E est en D, le spot en D. En fin d'analyse, le bord F est en C, le spot en C.

Pendant la suppression trame, le film continue à descendre. Au début de la suppression, le bord F est en C. En fin de suppression, le bord inférieur G de l'image suivante se trouve en B pour l'analyse suivante.

C. Calcul pour le film normal

1. Données sur le film normal

Pas des images : 19 mm.

Dimensions de l'image sur le film : $21 \times 15{,}75$ (format 4/3).

Intervalle entre deux images : $i = 19 - 15{,}75 = 3{,}25$ mm.

La figure 2 représente les dimensions de l'image analysée en 35 mm.

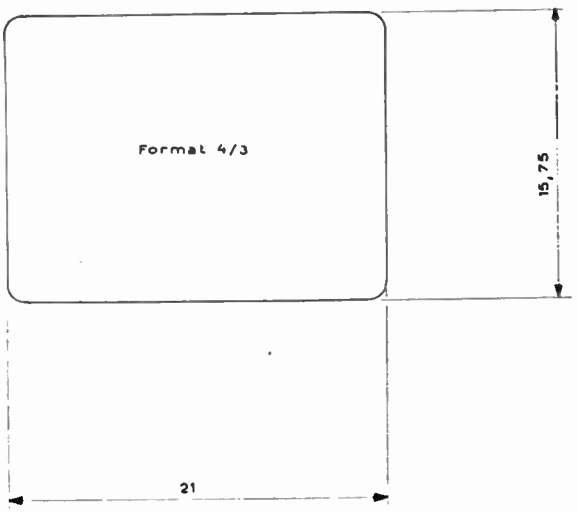


FIG. 2. A. III. — Dimensions de l'image analysée en film 35 mm

2. CALCUL DE LA HAUTEUR D'UNE FENÊTRE D'ANALYSE

Vitesse de défilement du film : (le film défile à 25 images au pas de 19 mm).

$$V_f = 25 \times 19 = 475 \text{ mm/s} = 47{,}5 \text{ cm/s}$$

Durée de suppression trame (norme L 625 lignes).

$$j = 1\,600\ \mu\text{s} = 1{,}6.\ 10^{-3} \text{ s} = 1{,}6 \text{ ms}$$

Durée d'une analyse de trame :

$$t = 20 - 1{,}6 = 18{,}4 \text{ ms soit } 18{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

Vitesse de balayage trame relative au film :

$$V_r = \frac{15{,}75 \times 1\,000}{18{,}4} = 855{,}97 \text{ mm/s.}$$

Vitesse de balayage réelle ou vitesse d'analyse :

$$V_a = V_r - V_f = 855{,}97 - 475 = 380{,}97 \text{ mm/s}$$

La hauteur de la fenêtre d'analyse est celle qui est balayée par le spot d'analyse en 18,4 ms, d'où la valeur:

$$AB = CD = 380{,}97 \times 18{,}4 = 7{,}01 \text{ mm}$$

Comme, d'une trame à l'autre, le film s'est déplacé d'un demi-pas d'image, la distance entre deux côtés homologues des fenêtres est de un demi-pas, soit :

$$AC = BD = 9{,}5 \text{ mm}$$

D'où la valeur de l'intervalle entre les deux fenêtres :

$$BC = AC - AB = 9{,}5 - 7{,}01 = 2{,}49 \text{ mm}$$

et la hauteur totale des deux fenêtres :

$$AD = AC + CD = 9{,}5 + 7{,}01 = 16{,}51 \text{ mm}$$

La figure 3 représente les dimensions des fenêtres d'analyse dans le cas du film normal 35 mm.

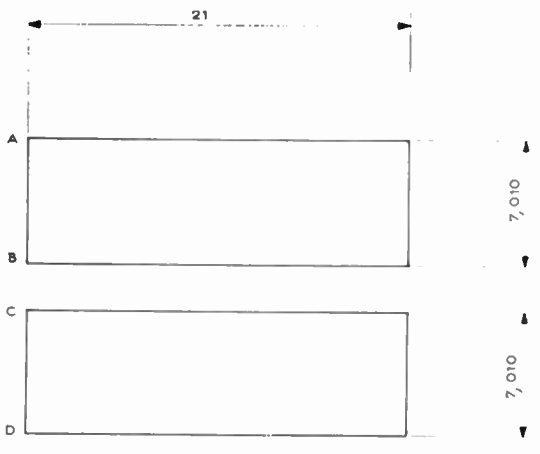


FIG. 3. A. III. — Dimensions des fenêtres d'analyse dans le cas du film normal 35 mm.

D. **Calcul pour le film cinémascope**

1. DONNÉES SUR LE FILM CINÉMASCOPE

Pas des images : 19 mm.

Dimensions de l'image sur le film : 21×18 mm (format $4 \times 3{,}4$).

Anamorphose normale $\times 2$.

Pour reproduire le cinémascope, on devrait donc amplifier le balayage vertical par 2, et on aurait une image ramenée aux dimensions du film, de 9×21 mm au lieu de $15{,}75 \times 21$ mm. Une telle opération fait apparaître deux larges bandes noires sur l'écran au-dessus et au-dessous de l'image. Afin de rendre celle-ci plus agréable, généralement on préfère réduire la hauteur de ces deux bandes, quitte à recouper un peu en largeur, de sorte que l'image soit agrandie de 43 % dans les deux dimensions. On perd ainsi 30 % sur la largeur de l'image, soit 15 % de chaque côté.

2. CALCUL DE LA HAUTEUR D'UNE FENÊTRE D'ANALYSE

Hauteur de l'image correspondante sur l'écran :

$$M_2 = 9 \times 1{,}43 = 12{,}85 \text{ mm}$$

Durée de l'analyse verticale :

$$\frac{18{,}4 \times 12{,}85}{15{,}75} = 15{,}17 \text{ ms.}$$

Durée de la suppression verticale fictive :

$$j_1 = 20 - 15{,}17 = 4{,}83 \text{ ms}$$

Vitesse de balayage trame relative au film :

$$V_r = \frac{18 \times 1\,000}{15{,}17} = 1\,185 \text{ mm/s.}$$

Vitesse de balayage réelle ou vitesse d'analyse :

$$V_a = V_r - V_f = 1185 - 475 = 710 \text{ mm/s}$$

D'où la hauteur des fenêtres d'analyse :

$$AB = CD = \frac{710 \times 15{,}17}{1\,000} = 10{,}76 \text{ mm.}$$

On voit que la hauteur des fenêtres est supérieure à la distance entre deux côtés homologues, ces fenêtres se chevaucheraient de 1,26 mm. On est donc obligé d'adopter un compromis : utilisation de fenêtres jointives ayant donc une hauteur de 9,5 mm, mais il faut consentir à tronquer légèrement l'image dans le sens de la hauteur, sous peine de voir apparaître des occultations dissymétriques de trame sur les bords de l'image, engendrant un scintillement. En admettant un léger sacrifice sur la hauteur d'image utile, nous pouvons reprendre le calcul comme suit :

La figure 4 représente l'aspect de l'image en cinémascope vrai.

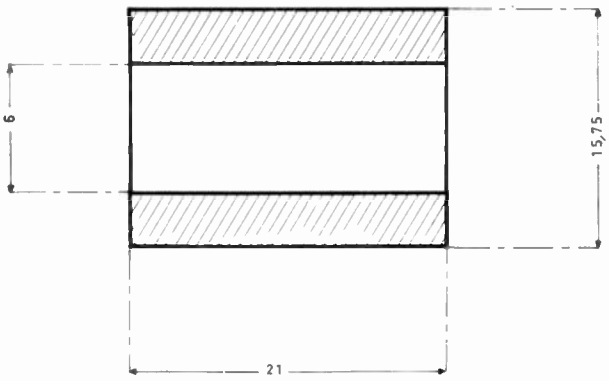


FIG. 4. A. III. — Aspect de l'image en cinémascope vrai.

3. REPRISE DU CALCUL AVEC DES FENÊTRES JOINTIVES

$AB = CD = 9{,}5$ mm $\qquad BC = 0$

La hauteur de la fenêtre est balayée en 15,17 ms ce qui donne une vitesse d'analyse :

$$V_a = \frac{9{,}5 \times 1\,000}{15{,}17} = 626 \text{ mm/s.}$$

Vitesse de balayage relative au film :

$$V_r = V_a + V_f = 626 + 475 = 1\,101 \text{ mm/s}$$

Hauteur d'image analysée :

$$h = \frac{1\,101 \times 15{,}17}{1\,000} = 16{,}75 \text{ mm.}$$

On est donc obligé d'admettre une perte théorique sur la hauteur totale de l'image de :

$$18 - 16{,}75 = 1{,}25 \text{ mm}$$

soit 7 % ou 3,5 % sur le haut et le bas de l'image.

En réalité, cette perte n'est pas aussi importante car, en fait, les fenêtres de projection couramment utilisées délimitent une hauteur d'image de 17,5 mm ce qui ramène le chiffre de 3,5 % à 2,15 %.

Rapport des vitesses d'analyse verticale en normal et en cinémascope :

$$K = \frac{V_a \text{ (cinémascope)}}{V_a \text{ (normal)}} = \frac{626}{371{,}77} = 1{,}68.$$

4. FORMATS DE L'IMAGE ET DE LA SURFACE BALAYÉE PAR LE TUBE ANALYSEUR

Les suppressions verticales fictives ne sont appliquées qu'en sortie du signal d'image. Il suffit de calculer l'amplitude du balayage sur l'image en 18,4 ms:

$$h_0 = \frac{626 \times 18{,}4}{1\,000} = 11{,}5 \text{ mm.}$$

Hauteur de l'image correspondante sur l'écran :

$$h_2 = \frac{12{,}85 \times 18}{16{,}75} = 13{,}8 \text{ mm.}$$

Largeur de l'image correspondante sur l'écran :

$$L = \frac{21 \times 13{,}8}{9} = 32{,}2 \text{ mm.}$$

Rapport des amplitudes par rapport au balayage normal :

$$K' = \frac{21}{32{,}2} = 0{,}652.$$

Amplitude du balayage horizontal du tube analyseur en cinémascope :

$$l_s = 21 \times K' = \frac{(21)^2}{32{,}2} = 13{,}7 \text{ mm.}$$

La figure 5 représente l'aspect de l'image sur l'écran en cinémascope.

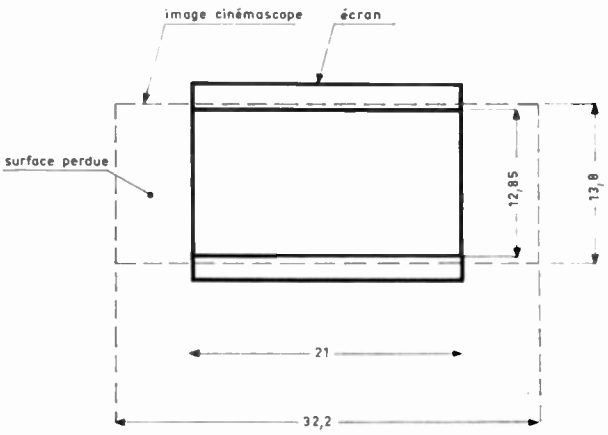


FIG. 5. A. III. — Aspect de l'image sur l'écran en cinémascope.

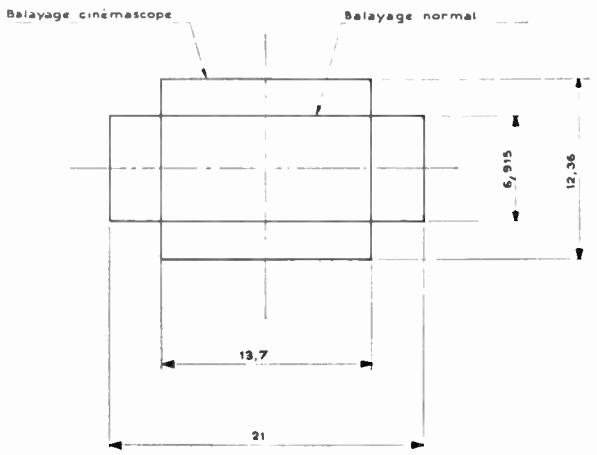


FIG. 6. A. III. — Surface balayée par le spot d'analyse.

La figure 6 représente la surface balayée par le tube analyseur.

E. **Tracé de l'obturateur**

Le rôle de l'obturateur est de masquer l'image du spot qui ne doit pas analyser le film, c'est-à-dire arrêter le spot arrivant à la fenêtre correspondant à la trame non analysée. En outre, le passage du fonctionnement avec film normal au fonctionnement avec film cinémascope ne doit se produire que par une commutation électronique sans nécessité de changer l'obturateur. Ceci demande un tracé des pales et le choix d'une vitesse de déplacement tels que les deux types de spots soient masqués sans reprise de réglage.

La figure 7 représente le tracé de l'obturateur.

Dans le cas théorique où l'obturateur serait constitué de pales parallèles se déplaçant dans un plan, sa vitesse linéaire serait de :

$19 \times 25 = 475$ mm/s. Déplacement de bas en haut.

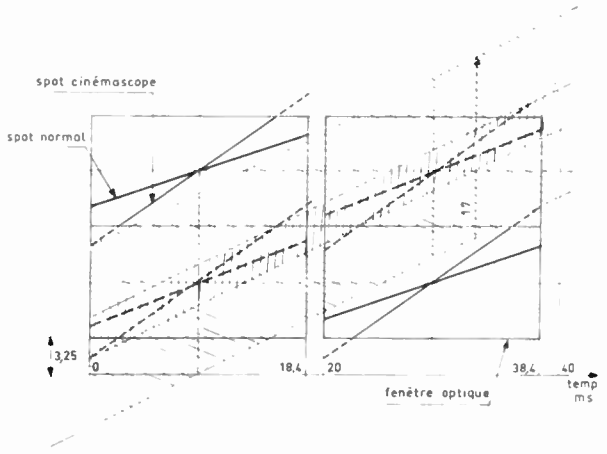


FIG. 7. A. III. — Tracé de l'obturateur : les zones hachurées sont les zones balayées par les pales de l'obturateur.

La largeur des pales peut être choisie entre 3,25 et 17 mm, ce qui permet l'occultation du spot de la trame non analysée sans déborder sur la trame analysée.

En pratique, cette tolérance autorise aisément l'emploi d'obturateurs coniques ou circulaires.

UN NOUVEAU TUBE-IMAGE POUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

P. BONVALOT

Compagnie Française de Télévision
(CFT)

1. Introduction

Des tubes-image pour télévision en couleur à rendement élevé utilisant à la place d'un masque perforé une grille à grande transparence comme organe distributeur d'électrons ont été déjà étudiés et parfois mis au point dans plusieurs laboratoires.

Les modèles généralement réalisés comportent un ou trois canons à électrons avec une face-avant et une grille cylindriques. De telles structures présentent un certain nombre d'inconvénients et de difficultés de réalisation.

Le Département « Tubes » de la Compagnie Française de Télévision s'est assigné l'objectif suivant : étude et réalisation de tubes-image pour télévision en couleur à grille, à écran plan à post-accélération et à post-focalisation des faisceaux électroniques.

En 1966, la CFT a déjà développé et présenté un tube de ce type, de 50 cm de diagonale et dont l'écran plan est porté par une glace fixée à l'intérieur de l'enveloppe. Actuellement, ce stade est dépassé et la CFT étudie un tube de 60 cm de diagonale dans lequel l'ensemble composite face-avant - glace interne est remplacé par une structure simplifiée dans laquelle l'écran est directement déposé sur la face-avant, parfaitement plane, de l'enveloppe du tube.

Après avoir décrit le nouveau tube de 60 cm et rappelé brièvement les principes de fonctionnement d'un tube à grille, nous examinerons les points suivants :

— l'utilisation d'une électrode pour corriger la pollution chromatique sur le pourtour de l'écran ;

— l'amélioration du facteur de contraste par le dépôt d'une couche de graphite poreux sur le film d'aluminium recouvrant l'écran ;

— la réalisation de la grille ;

— le renforcement du ballon à glace plane par la nappe de fils.

2. Description du tube

La figure 1 présente le nouveau tube CFT ; la figure 2 l'illustre schématiquement. On trouve successivement :

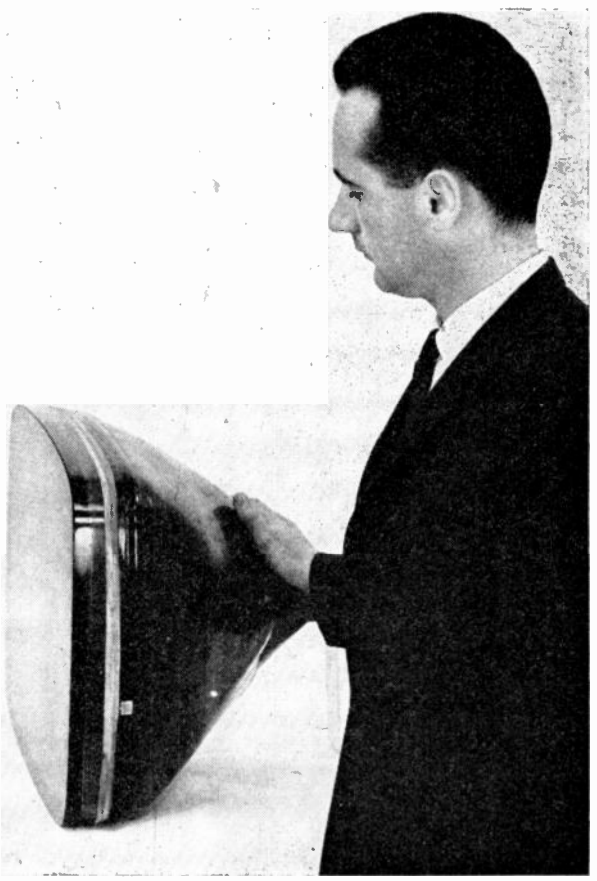


FIG. 1

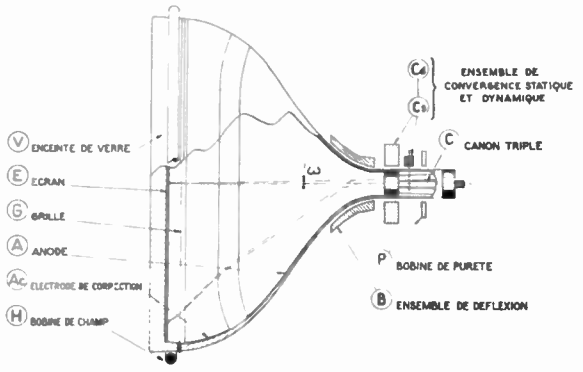


FIG. 2

— La face avant rectangulaire V munie de sa jupe haute de 25 mm ; la paroi interne de la glace est plane à moins de 1/10 de mm sur l'ensemble de sa surface.

— L'écran luminescent E, déposé directement sur la paroi interne, comporte des bandes luminescentes rectilignes de largeur constante et égale à 0,27 mm disposées verticalement. Les bandes sont jointives. Trois bandes consécutives forment un triplet et correspondent aux trois couleurs primaires. 600 triplets de 0,81 mm de largeur assurent au tube une définition adéquate. L'écran fluorescent est recouvert d'un film d'aluminium sur lequel repose une couche de graphite poreux.

— La grille G se présente sous la forme d'une nappe de fils métalliques fins tendus, parallèles entre eux et parallèles aux bandes luminescentes. Il y a 650 fils de 0,1 mm de diamètre, espacés de 0,76 mm. La grille est pincée entre la face plane et le cône. La transparence de la grille atteint 80 %.

— Une bobine de champ H, solénoïde traversé par un faible courant, permet de corriger les défauts de pureté dus aux champs magnétiques parasites (champ terrestre par exemple).

— Placé au voisinage de la grille se trouve un premier revêtement appliqué sur le bulbe : l'électrode de correction de pureté chromatique A_c.

— Un deuxième revêtement constitue l'anode A.

— Un ensemble de déviation magnétique B soumet les trois faisceaux électroniques à un mouvement général commun de balayage, perpendiculaire aux fils de grille et aux triplets.

— Les sources d'électrons dévolues à chacune des trois couleurs primaires sont trois canons C inclinés sur l'axe d'un angle de 1°, de manière que leurs faisceaux convergent au voisinage de la grille selon l'axe du tube. Les axes des trois canons forment actuellement un trièdre à base équilatérale, mais il est envisagé de les rendre coplanaires.

— L'ensemble de convergence Cd est constitué à l'intérieur du tube par des plaquettes en métal de grande perméabilité magnétique (deux par canon) et à l'extérieur du tube par un aimant permanent à champ ajustable couplé avec un électro-aimant à courant variable (un ensemble par canon).

— La bobine de pureté P permet de déplacer les trois faisceaux pour que ceux-ci tombent sur les couleurs de « phosphors » qui leur sont propres.

Les électrodes de sortie des canons et le cône sont portés à un potentiel de 8 500 V. L'électrode de pureté est portée à 10 000 V, la grille à 7 200 V, l'écran à 25 000 V.

3. Principe de fonctionnement

Le faisceau d'électrons dirigé vers une bande luminescente doit être focalisé à l'intérieur de celle-ci.

La grille portée à un potentiel inférieur à celui de l'écran, forme avec celui-ci un ensemble de lentilles électrostatiques cylindriques qui focalisent les faisceaux des canons, donnant à leur impact sur l'écran des spots légèrement elliptiques dont le grand axe est parallèle aux bandes luminescentes. La figure 3 explicite l'action de la lentille située dans l'axe du tube.

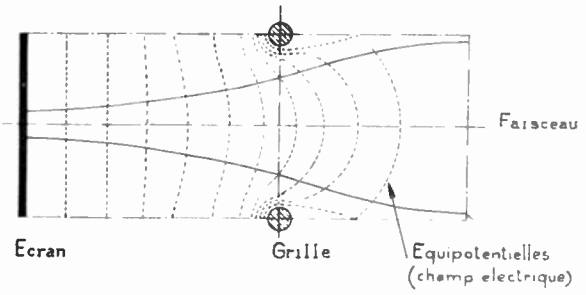


FIG. 3

La distance focale d'une lentille cylindrique dépend des tensions écran et grille et de l'angle d'attaque du faisceau sur la grille. En égalant cette longueur focale au chemin moyen parcouru par le faisceau entre la grille et l'écran, on montre que, pour focaliser correctement le faisceau sur l'écran, la tension écran doit être 3,5 fois plus grande que la tension grille.

Les canons convergeant au centre des fils de grille, les faisceaux ont des points d'impact distants sur l'écran.

L'inclinaison ω à donner aux canons pour que les trois points d'impact soient situés sur trois bandes de couleur différentes, est une fonction du pas de la bande P_E, de la distance grille-écran D et du rapport

$$K = \frac{V_{ecran} - V_{grille}}{V_{grille}} \quad \text{(fig. 4).}$$

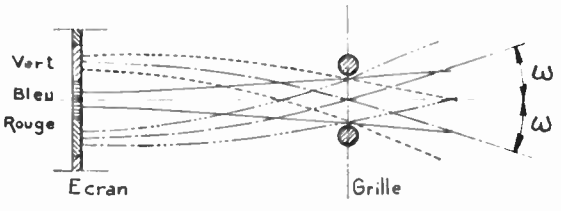


FIG. 4

Les champs magnétiques de quatre aimants permanents, réglables en position, aident à la juxtaposition des spots au centre de l'écran (ensemble de convergence statique).

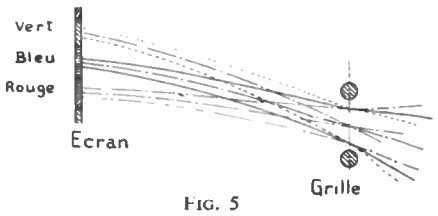


FIG. 5

Des bobines dites de « cadrage de pureté » permettent d'obtenir l'impact des trois faisceaux sur les bandes de couleurs voulues, au centre de l'écran.

Dès que les électrons pénètrent dans la grille, ils suivent des trajectoires paraboliques dont la courbure augmente avec l'angle d'incidence sur la grille (fig. 5). Comme les canons sont légèrement inclinés l'un par rapport à l'autre, leurs faisceaux arrivent sur des bandes de « phosphors » distinctes.

Par sa sélection de direction, le champ électrique permet d'associer à chaque canon un ensemble de bandes verticales de même couleur.

Un ensemble de déflexion assure le déplacement général des trois faisceaux sur l'écran du tube.

En tous points de l'écran, les trois spots « bleu », « vert », « rouge » doivent être très proches l'un de l'autre pour éviter l'apparition de franges colorées. La convergence rend possible la « registration » des trois faisceaux sur l'écran bien qu'ils soient séparés dans la bobine de déviation.

La convergence correcte des spots sur toute la surface de l'écran est assurée par l'action de champs magnétiques variables, appliqués aux faisceaux, dès leur sortie des canons.

Ces champs sont engendrés par un dispositif correcteur de convergence qui comprend, à l'intérieur du tube, des pièces polaires et, à l'extérieur du tube, des électro-aimants auxquels sont appliquées des tensions qui participent du dôme et de la dent de scie, en relation avec les fréquences de balayage ligne et image.

4. Pureté des couleurs

Une bonne pureté colorimétrique signifie que les électrons provenant du canon bleu ne frappent que les bandes bleues, les électrons du canon vert, les bandes vertes, les électrons du canon rouge, les bandes rouges.

Considérons un faisceau électronique balayant la grille à pas constant, donc tombant dans chacun des intervalles de grille.

Avec les tensions écran et grille déterminées antérieurement, la largeur du spot est de 0,22 mm au centre de l'écran, de 0,15 mm pour une déviation intermédiaire et de 0,1 mm sur le pourtour. La largeur du spot, dans le sens de la déviation « ligne », diminue donc lorsque la déviation augmente ce qui est favorable à la pureté chromatique.

Lorsque le faisceau est passé entre deux fils de grille, il est incurvé sous l'action du potentiel accélérateur de l'écran. On a représenté (fig. 6) la déviation d'un faisceau situé dans le plan horizontal passant par l'axe du col du tube et perpendiculaire aux fils de grille.

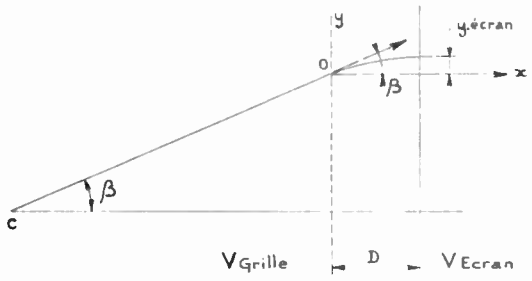


FIG. 6

Dans ce cas, la position de la trace dépend de l'angle de déviation horizontale β de la distance grille-écran D et du rapport

$$k = \frac{V_{ecran} - V_{grille}}{V_{grille}}.$$

La distance entre deux traces électroniques successives n'est donc pas constante, bien que la grille soit à pas constant. Nous avons cependant conservé un pas d'écran constant parce que l'écran est beaucoup plus simple à réaliser. Mais, il apparaît alors, un décalage entre le centre de chaque trace et le centre de la bande correspondante. On peut tracer la courbe donnant ce décalage ε. Pour un ensemble de valeurs choisies (pas d'écran P_E, pas de grille P_G, distance grille-écran D, distance entre le centre de déviation et la grille l, tension écran V_E, tension grille V_G) on obtient une courbe indiquée par la figure 7. Lorsque l'angle de déviation atteint une valeur de 25°, un défaut de pureté se manifeste qui peut atteindre quatre bandes de couleurs à la déviation maximale.

Pour éviter les distorsions de couleurs dans les parties marginales, il faut redresser la dernière portion

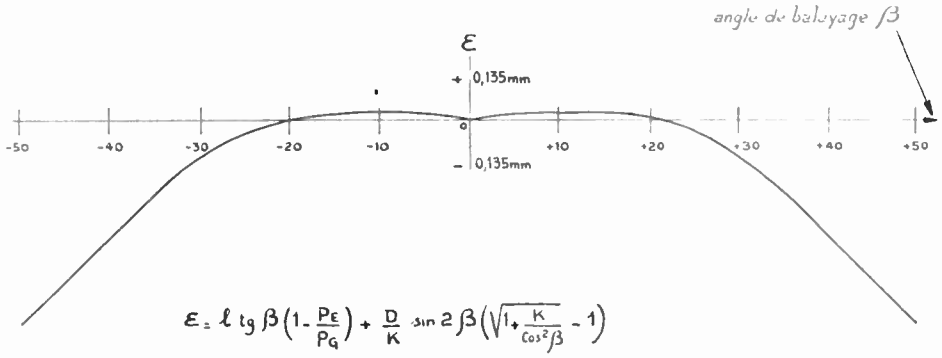


FIG. 7

$$\varepsilon = l \operatorname{tg} \beta \left(1 - \frac{P_E}{P_G}\right) + \frac{D}{K} \sin 2\beta \left(\sqrt{1 + \frac{K}{\cos^2 \beta}} - 1\right)$$

de courbe. Cela est possible en faisant intervenir une électrode de correction de pureté chromatique. Cette électrode est constituée par une bande conductrice peinte sur le bulbe du tube. Cette électrode est portée à un potentiel plus élevé que celui du cône et de la grille. En attirant vers elle les électrons et en les accélérant, elle modifie les trajectoires entre grille et écran en les redressant, ce qui a pour effet de replacer le point d'impact des faisceaux sur les bandes de couleur correcte (fig. 8). L'action de l'électrode de pureté est intense sur les bords ; elle va en décroissant très rapidement vers le centre, ce qui correspond à l'action recherchée.

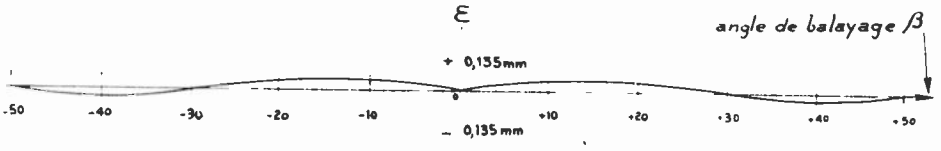


FIG. 8

Nous venons d'envisager une déviation horizontale dans un but de simplification. Dans le plan de l'écran luminescent, la position de la trace dépend également de l'angle de déviation verticale. La trace quitte la bande dès que la déviation devient appréciable et on observe alors, en l'absence de correction par l'électrode de pureté, des arcs colorés dont la concavité est tournée vers le centre de l'écran.

La correction se fait également par une électrode dont la forme doit être déterminée avec précision pour que son action soit correcte sur toute la surface de l'écran. Cette électrode capte les électrons secondaires provenant de la grille. Elle contribue donc à l'amélioration du contraste de l'image.

5. Le contraste

Une partie des électrons primaires qui bombardent l'écran luminescent sont réfléchis par l'écran avec des énergies comparables à l'énergie primaire. Les électrons réfléchis, ramenés vers l'écran par le champ accélérateur, viennent illuminer l'écran autour de l'impact primaire, ce qui entraîne une détérioration du contraste de l'image.

On sait que le coefficient de rebondissement des électrons varie comme le nombre atomique du matériau bombardé. On a donc cherché à abaisser le nombre d'électrons réfléchis en recouvrant de carbone la couche composite écran fluorescent-aluminium. En outre, il a été constaté qu'une couche de graphite spongieuse capte plus d'électrons secondaires qu'une couche dense.

La couche de graphite est déposée sur le film d'aluminium par pulvérisation d'une suspension colloïdale de grains de graphite dans de l'alcool éthylique, le diamètre des grains étant de l'ordre du micron. On adjoint à cette suspension une faible quantité d'un produit filmogène, afin d'assurer la cohésion des grains de graphite entre eux et avec la couche d'aluminium. Ce produit est éliminé par la suite au cours des opérations de cuisson.

Avec cette technique, les facteurs de contraste ont été multipliés par cinq. A l'heure actuelle, en salle éclairée, le contraste du tube CFT est du même ordre de grandeur que celui du tube « shadow-mask ».

6. Réalisation de la grille

La planéité de la nappe de fils et le parallélisme de ses fils doivent être assurés avec une grande précision. La tension des fils doit être, par ailleurs, aussi élevée que possible pour éviter l'entrée en vibration. Nous utilisons l'enveloppe de verre comme cadre support pour tendre les fils en scellant leurs extrémités dans un verre céramisable servant à l'assemblage du cône et de la face avant. Cette méthode permet d'obtenir aisément les résultats cherchés. En effet, la nappe de fils est plane parce qu'elle prend appui sur le bord rôdé de la face avant. Elle est en outre tendue car on bénéficie de la tension importante des fils qui prend naissance au cours du refroidissement qui suit la cuisson du verre céramisable. La largeur de la pellicule d'émail interposé entre la face avant et le cône est suffisante pour que le scellement des fils et du verre se révèle efficace.

Après scellement de la face et du cône, les fils sont coupés au ras de la paroi externe de l'enveloppe de verre, puis leurs extrémités sont réunies au moyen d'une bande de peinture conductrice destinée à être connectée à la source de tension grille.

Les scellements des fils dans le verre céramisable n'étant pas étanches au vide, on revêt le pourtour de la zone de raccordement face avant-cône d'une couche de verre céramisable. Cette pâte est frittée au cours de l'opération de pompage du tube. On réalise ainsi une couche d'étanchéité qui remplit parfaitement son rôle puisque l'expérience a montré que le degré du vide à l'intérieur du tube n'évoluait pas, même après plusieurs milliers d'heures.

7. La glace plane

Dans les conditions habituelles, le pressage d'ampoules de télévision à face avant plane est difficilement compatible avec une fabrication de série. Cette version conduit à adopter des épaisseurs de parois prohibitives dès que l'on veut disposer d'une sécurité suffisante dans la tenue à la pression. Il en résulte une forte augmentation de poids, une élévation de prix et un allongement des cycles de cuisson et de pompage.

La nappe de fils, tendue à l'endroit de la jonction entre la face avant et le cône, présente un renforcement notable du tube en sa tenue à la pression atmosphérique. La contre-pression qu'elle exerce à ce niveau compense les contraintes en extension qui se développent sur la paroi dans la zone de rupture constituée par cette jonction. La ceinture d'étanchéité a un effet similaire. En munissant une ampoule à glace plane d'une grille et d'une ceinture, on peut utiliser des

glaces moins épaisses (d'au moins 25 %). Le poids de l'enceinte ainsi que le temps de pompage se situent alors à des niveaux acceptables. Le tube à glace plane devient viable.

8. Caractéristiques du tube

La haute transparence électronique de la grille donne des images lumineuses pouvant présenter des zones de brillance élevée : 80 foot-lamberts par exemple. Grâce à la post accélération, les tensions de modulation excèdent rarement 30 V et la puissance à prévoir pour les deux balayages n'est que d'une dizaine de watts. Les récepteurs conçus autour du nouveau tube pourront donc être transistorisés de façon économique ; la puissance consommée par un récepteur s'élèvera à environ 80 VA. Enfin l'écran strictement plan évite les distorsions optiques marginales.

Du point de vue technologie, le positionnement des bandes luminescentes sur une glace plane s'effectue avec une haute précision. On utilise un procédé d'impression par contact d'un réseau ligné plan sur la glace. Une grille plane peut être facilement appliquée sur le bord rôdé de la jupe.

Un travail de développement non négligeable reste toutefois à accomplir avant de passer à la fabrication en grande série. Nous pensons que les avantages offerts par un tube TV couleur à grille et à glace plane justifient pleinement son développement industriel.

OPTIMALISATION DES PARAMÈTRES DU SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN COULEUR SECAM

PAR

J. FAGOT

Directeur technique à la CSF, Paris

On se propose d'examiner, dans cet exposé, les raisons qui ont conduit le groupe de travail CSF/CFT constitué pour définir, en collaboration avec l'ORTF, les valeurs « optimales » des paramètres du système SECAM, à proposer les normes qui sont maintenant officiellement adoptées (1) et (2).

Cette étude donnera l'occasion de passer en revue un certain nombre d'aspects et de performances du système SECAM.

1. Signaux modulants

Ces signaux sont, en fait, communs à tous les systèmes de télévision en couleur. Ce sont :

a) La LUMINANCE, signal à large bande (5 à 6 MHz en 625 lignes) formé par une addition pondérée des trois signaux de commande des couleurs primaires :

$$E'_V \qquad E'_R \qquad E'_B$$

L'indice (prime) signifie que les signaux engagés dans la transmission sont « précorrigés en gamma » ; c'est-à-dire qu'ils représentent la puissance (1/2,2) des signaux primaires réels se rapportant à la brillance.

Ainsi :

$$E_V' = E_V^{1/2,2} \quad E_R' = E_R^{1/2,2} \quad E_B' = E_B^{1/2,2}.$$

La luminance est définie par la relation classique :

$$E'_Y \text{ (LUMINANCE)} = 0{,}59\,E'_V + 0{,}30\,E'_R + 0{,}11\,E'_B.$$

b) Les signaux de CHROMINANCE, ou de DIFFÉRENCES DE COULEURS :

$$(E'_R - E'_Y) \qquad \text{et} \qquad (E'_B - E'_Y)$$

qui sont à transmettre à largeur de bande réduite (de l'ordre de 1 MHz), à l'aide d'une « sous-porteuse » localisée par le CCIR aux environs de 4,43 MHz.

E'_V, E'_R et E'_B représentent des grandeurs normalisées : leurs valeurs maximales, qui correspondent à l'illumination de crête du faisceau qui s'y rapporte, sont égales à l'unité.

En conséquence, les différences de couleurs :

$$(E'_R - E'_Y) \qquad \text{et} \qquad (E'_B - E'_Y)$$

se placent d'une certaine manière lorsqu'on réalise les diverses teintes qui correspondent à la mire d'essai dite « Mire de barres ». Sur les plages colorées de cette mire, on allume soit un, soit deux faisceaux à des valeurs égales de tensions de commande qui sont le plus souvent 0,75 (cas de la mire de barres à 75 %).

On obtient dans ces conditions les valeurs indiquées au tableau I.

Il peut paraître logique (mais ceci ne correspond évidemment qu'à une convention d'écriture) de placer devant les signaux de différences de couleurs des coefficients tels que les variations se fassent à l'inté-

(1) Groupe de travail organisé au sein de la CFT comprenant : M. Melchior (Président). Participants : MM. Fagot, Guendjian (brevets), Ortusi, Paquet, Mlle Sebban (Mme Clémot).

(2) Journal officiel de la République française, 24 janvier 1967, pages 899-900. Premier Ministre : Normes des émissions de télévision en couleur dans les bandes de fréquence comprises entre 470 MHz et 960 MHz (bandes IV et V).

TABLEAU I

Cas de la mire de barres à 75 %

Teintes	E'_V	E'_R	E'_B	E'_Y	$(E'_R-E'_Y)$	$(E'_B-E'_Y)$
Blanc.....	0,75	0,75	0,75	0,75	0	0
Jaune	0,75	0,75	0	0,67	+0,08	−0,67
Bleu/vert(Cyan)	0,75	0	0,75	0,525	−0,525	+0,235
Vert	0,75	0	0	0,44	−0,44	−0,44
Violet	0	0,75	0,75	0,31	+0,44	+0,44
Rouge	0	0,75	0	0,225	+0,525	−0,225
Bleu.....	0	0	0,75	0,08	−0,08	+0,67
Noir	0	0	0	0	0	0

rieur de l'intervalle −1 à +1. C'est ainsi que les signaux de chrominance peuvent être présentés sous la forme :

$$D'_R = -1{,}9\,(E'_R-E'_Y)$$
$$D'_B = +1{,}5\,(E'_B-E'_Y)$$

Les signes placés devant ces expressions peuvent paraître arbitraires. Ils seront justifiés par la suite.

Le tableau II donne les variations des signaux D'_R et D'_B dans le cas de la mire de barres à 75 %.

TABLEAU II

Cas de la Mire de barres à 75 %

Teintes	$D'_R = -1{,}9(E'_R-E'_Y)$	$D'_B = +1{,}5(E'_B-E'_Y)$
Blanc	0	0
Jaune.....	−0,16	−1
Bleu/Vert (Cyan) ...	+1	+0,34
Vert	+0,84	−0,66
Violet	−0,84	+0,66
Rouge	−1	−0,34
Bleu	+0,16	+1
Noir	0	0

2. Principes généraux de la transmission SECAM

Le rappel des principes généraux de la transmission SECAM peut être fait en examinant successivement les schémas du codeur et du décodeur (fig. 1 et 2). Sur ces schémas figureront les valeurs numériques définitivement retenues (afin d'éviter toutes confusions) mais, pour le moment, nous admettrons de ne retenir que les principes.

2.1. CODEUR (figure 1)

Les signaux D'_R et D'_B, définis précédemment lui sont appliqués. Ils passent d'abord à travers des filtres de préaccentuation. Ceci correspond à une pratique connue en modulation de fréquence, étant donné l'allure « triangulaire » du bruit présenté par ce système.

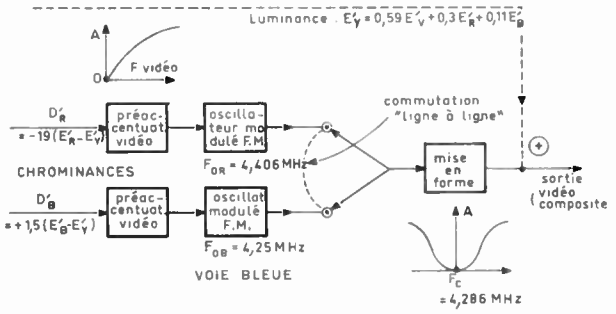


FIG. 1. — Codeur.

Chaque signal préaccentué attaque ensuite un oscillateur pour le moduler en fréquence. Les fréquences de repos de ces oscillateurs seront notées respectivement :

F_{0R} pour la chrominance rouge

F_{0B} pour la chrominance bleue.

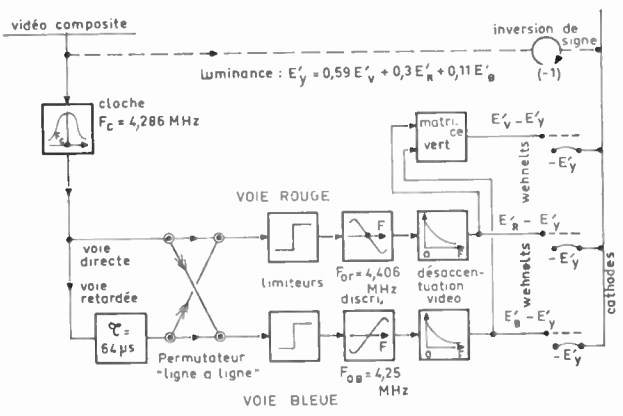


FIG. 2. — Décodeur.

Il convient de définir la « déviation nominale » réalisée par la modulation. C'est la déviation réalisée pour la valeur des D' égale à l'unité. On notera ces déviations nominales respectivement ΔF_R et ΔF_B.

Quant au sens de modulation, il fera l'objet de la convention suivante :

pour $D' > 0$ le ΔF est > 0
pour $D' < 0$ le ΔF est < 0

Les deux possibilités de signes peuvent se rencontrer avec l'une et l'autre des deux composantes (Tableau II).

Les signaux HF résultant de ces modulations sont appliqués l'un après l'autre sur la sortie, par le jeu du commutateur opérant « ligne à ligne », de façon ininterrompue, suivant le principe séquentiel du système SECAM.

Le signal transmis subit de toute manière un filtrage au moyen d'un filtre spécial dit de « Mise en forme », dont le minimum de transmission en amplitude se place à la fréquence F_C. L'amplitude remonte quasi symétriquement, de part et d'autre. Ainsi, à la modulation de fréquence s'ajoute une modulation d'amplitude de la sous-porteuse.

La luminance E'_Y est enfin ajoutée au signal qui sort du filtre de mise en forme pour constituer le « signal composite ».

2.2. Décodeur (figure 2)

Le signal composite est retrouvé à la réception, à l'entrée du décodeur. On peut en tirer directement la composante E'_Y de luminance, affectée de la sous-porteuse de chrominance qui constitue une trame parasite mais qu'on élimine dans les récepteurs de couleur.

Une courbe de filtrage « en cloche » permet d'isoler le spectre de chrominance, et d'annuler sur la sous-porteuse la modulation d'amplitude pour ne laisser subsister que la modulation FM.

Cette sous-porteuse est alors appliquée à une double voie :

— une voie directe,

— une voie retardée (délai 64 μs égal à la durée d'une ligne).

A la sortie, le permutateur opérant « ligne à ligne » permet d'orienter convenablement les signaux de manière à appliquer toujours la composante « rouge » à la voie de démodulation rouge, et la composante « bleue » à la voie de démodulation bleue.

Chaque voie de démodulation comprend les organes suivants :

— un limiteur d'amplitude,

— un discriminateur, détectant le signal en fonction du ΔF),

— un circuit de désaccentuation vidéo (compensant la préaccentuation de l'émission).

On retrouve, à la sortie, les deux signaux de différences de couleurs :

$$(E'_R - E'_Y) \quad \text{et} \quad (E'_B - E'_Y)$$

avec les signes convenables, les sens des discriminateurs ayant été prévus en conséquence.

Le signal de différence de couleurs vert est obtenu par matriçage classique, à partir des deux signaux précédents :

$$(E'_V - E'_Y) = -0{,}51\,(E'_R - E'_Y) - 0{,}186\,(E'_B - E'_Y).$$

On dispose ainsi de tous les signaux utiles à l'attaque du tube cathodique de reproduction de l'image :

$$E'_Y,\ (E'_R - E'_Y),\ (E'_B - E'_Y) \text{ et } (E'_V - E'_Y).$$

3. Optimalisation : les valeurs numériques à fixer

L'optimalisation du système peut être définie comme la détermination des valeurs les plus appropriées pour les divers paramètres précédemment rencontrés, soit :

Loi de Préaccentuation et de Désaccentuation video.

Cloche et Mise en Forme :

— Fréquence axiale : F_C
— Courbe de sélectivité.

Modulation par D'_R :

— Repos de sous-porteuse : F_{0R}
— Déviation nominale : ΔF_R
— Sens de modulation.
— Eventuellement : écrêtages.

Modulation par D'_B :

— Repos de sous-porteuse : F_{0B}
— Déviation nominale : ΔF_B
— Sens de modulation.
— Eventuellement : écrêtages.

4. Premières orientations dans la recherche de l'optimalisation

La tâche fixée au groupe de travail était la recherche des meilleurs valeurs pour les paramètres du système SECAM, tout en restant dans le cadre de la modulation de fréquence pour les informations de chrominance. Par contre, alors que dans la solution d'où l'on partait : le SECAM III, présenté à Vienne en 1965, on s'était attaché à placer sur une seule fréquence (4,43 MHz) :

— la fréquence axiale de cloche : F_C
— la fréquence de repos pour le Rouge : F_{0R}
— la fréquence de repos pour le Bleu : F_{0B}

on se donnait désormais la liberté de dissocier ces

trois fréquences, c'est-à-dire de les placer individuellement à des valeurs susceptibles de réaliser les meilleures performances.

Certains points furent rapidement éclaircis, après toutefois un examen attentif et des essais. C'était de savoir s'il fallait, ou non, réaliser des lois exactement inverses (complémentaires) entre l'émission et la réception : d'une part pour la mise en forme et la cloche, d'autre part pour la préaccentuation et la désaccentuation.

Il fut reconnu qu'il n'y avait pas de progrès à attendre dans l'adoption de lois différentes ; il fut même constaté que la non-réalisation de lois complémentaires conduisait à des distorsions inadmissibles sur les régimes transitoires.

Cette conclusion réduisait le nombre des variables, puisque seulement deux formes de courbes restaient à définir. Pour ces formes elles-mêmes, on a dégagé préalablement les orientations suivantes :

4.1. PRÉACCENTUATION/DÉSACCENTUATION (en vidéo-fréquences)

On se proposait, dès le départ, de réduire le taux de préaccentuation, c'est-à-dire, de diminuer l'importance de la remontée progressive réalisée, dans la formule SECAM III, sur les fréquences élevées du spectre de modulation video.

Bien entendu, une certaine préaccentuation video devait être conservée : c'est une nécessité, amenée par la loi de répartition spectrale du bruit en modulation de fréquence. Mais, compte tenu des courbes généralement conseillées (par exemple, par le CCIR, pour les faisceaux hertziens à modulation de fréquence) on jugeait devoir adopter une loi de pente de montée plus modérée. Ceci paraissait d'autant plus souhaitable qu'au stade de la haute-fréquence, la courbe de mise en forme n'avait pas seulement une action sur l'amplitude de la sous-porteuse. Elle provoquait aussi une remontée des bandes latérales de modulation FM, donc un accroissement de la profondeur de modulation. C'est-à-dire qu'elle ajoutait son action à celle de la préaccentuation video.

Compte tenu de ces considérations, on s'est proposé « a priori », et sous réserve, bien entendu de vérifications expérimentales, d'adopter une loi à remontée plus douce. La figure 3 montre ainsi, en comparaison, la loi de préaccentuation du SECAM III et celle du SECAM III « optimalisé » (appelé aussi III *b*) finalement adoptée.

Les déformations réalisées par le jeu de la préaccentuation pourraient paraître sans importance, puisqu'elles ne jouent qu'au stade intermédiaire (dans la transmission) et que finalement tout est remis en ordre et pour ainsi dire annulé par la courbe complémentaire de désaccentuation. Cela serait exact si la largeur de bande offerte au canal HF, stade intermédiaire, ne présentait pas de limitation. Mais ça n'est pas le cas ; soit qu'on opère une restriction volontaire dans la largeur de canal alloué à la chrominance (pour des raisons de sélection, et de protection contre la porteuse du son), soit qu'il s'agisse de déformations occasionnelles (effets accidentels de coupure de bande).

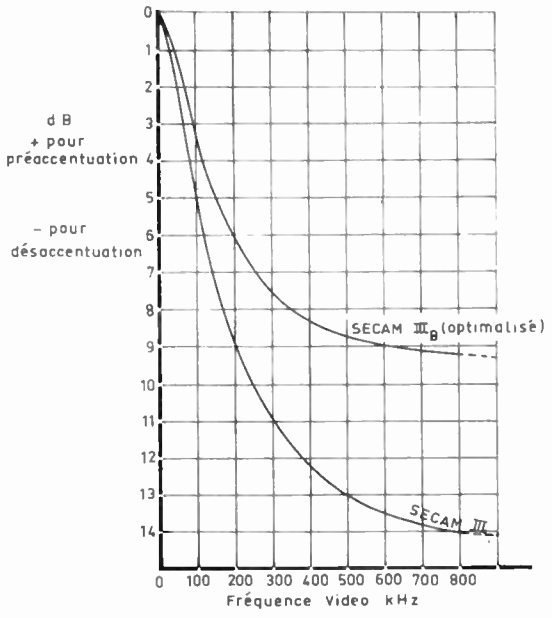


FIG. 3. — Préaccentuation/désaccentuation vidéo.

$$G\ (\mathrm{dB})_{VF} = \pm\ 10 \log_{10} \frac{1 + (F/F_1)^2}{1 + (F/3F_1)^2} \quad \text{avec : } F_1 = 85\ \mathrm{kHz}$$

Il faut, en plus, voir cela avec les conditions particulières d'occupation du spectre HF par le signal modulé en fréquence. Pour toutes ces raisons, on n'a pas intérêt à trop étaler la bande occupée au stade intermédiaire. La réduction proposée du taux de préaccentuation tend à réaliser cet objectif.

4.2. MISE EN FORME ET CLOCHE (agissant sur la sous-porteuse modulée)

Au contraire de la préaccentuation, la courbe de sélectivité pour la « Mise en forme » et la « Cloche » était considérée comme donnant satisfaction.

Cette courbe (cloche à la réception) correspond, comme on sait, au désir d'abaisser la valeur du rapport Signal à Bruit de l'image compatible, au point où apparaît, pour la démodulation de chrominance, l'effet de seuil propre à la modulation de fréquence.

Elargir cette courbe (comme c'était le cas pour des versions antérieures au SECAM III), conduisait à perdre sur cette performance. Augmenter, au contraire, la sélectivité de la cloche, paraissait devoir conduire à des ajustements trop délicats. (voir la forme de la cloche, figure 4).

On décidait donc de s'en tenir à la sélectivité de cloche (et de mise ne forme) déjà utilisée sur le SECAM III.

Les investigations avaient ainsi les points suivants pour champ d'action :

Fixation des valeurs les plus avantageuses pour :

F_C ; F_{0R} et ΔF_R ; F_{0B} et ΔF_B

avec comme critères d'obtenir les performances les meilleures en ce qui concerne :

— le bruit
— la compatibilité

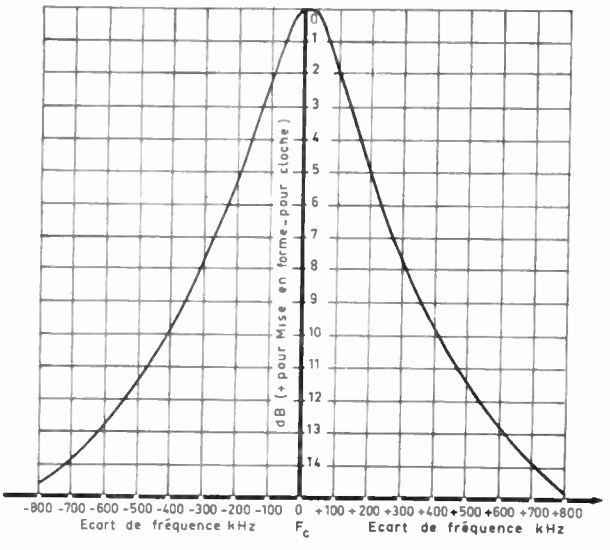


FIG. 4. — Mise et forme et cloche (courbe symétrisée)

$$G\ (\mathrm{dB})_{HF} = \pm\ 10 \log_{10} \frac{1 + 256\ X^2}{1 + 1{,}6\ X^2} \text{ avec } X = \frac{F}{F_c} - \frac{F_c}{F}$$

et $F_c = 4{,}286$ MHz

— les transitoires dans les couleurs (définition chromatique).

Les bons résultats, déjà acquis en ce qui concerne :

— l'amplitude différentielle

— la phase différentielle

— l'enregistrement magnétique

semblaient, de toute façon, ne pas devoir être remis en cause.

Naturellement, les valeurs numériques des divers paramètres ont leur influence sur toutes les performances à la fois (bruit, compatibilité, transitoires...). Il aurait été très difficile, même en disposant d'un grand calculateur électronique, de résoudre le problème de façon totalement mathématique, car on ne pouvait poser le problème de façon suffisamment complète à la machine. D'autre part, une partie des essais, entre autre la compatibilité, se traduisent par des expériences subjectives qu'il eut été quasi-impossible de mettre en équation.

Un mode d'approche plus réaliste a donc été adopté, s'appuyant à la fois sur le raisonnement et l'expérience, qu'on peut approximativement définir comme suit :

1° L'analyse du bruit apporté par la voie chrominance, pour la réception normale, a montré l'influence prépondérante de la composante « Rouge ». Elle a ainsi conduit à définir les valeurs optimales, pour ce point de vue, en ce qui concerne la position de F_{0R} par rapport à l'axe de la cloche F_C, et la valeur de la déviation nominale ΔF_R.

2° L'action du bruit, pour la voie « bleue » est moins importante. Elle permet de fixer les caractéristiques pour F_{0B} et ΔF_B en considérant leur influence également vis-à-vis de la compatibilité (sur ce point, les options prises pour le rouge ont imposé certaines données) et vis-à-vis des transitoires.

3° Comme, au cours de la fixation de tous les points précédents, (y compris lors de l'adoption, dès le départ, d'une loi modérée de préaccentuation), on avait cherché à avoir de bons régimes transitoires, il restait à calculer et expérimenter ceux-ci. L'action des coupures accidentelles de bande passante, des écrêtages volontaires qu'on réalisait sur les signaux de modulation devait, en même temps, être étudiée.

Ce plan de recherche fixe l'ordre des paragraphes qui vont suivre :

— Etude du bruit.

— Examen de la compatibilité.

— Transmission des transitoires de couleurs.

5. Etude du bruit

L'origine du bruit se trouve dans les étages d'entrée du récepteur. Il perturbe à la fois la voie de luminance et la voie de chrominance. Toutefois, sa principale action se produit par le canal de la voie de luminance. La voie de chrominance ne contribue que dans une proportion relativement faible à l'effet global du bruit.

Malgré cela, l'examen de l'effet du bruit sur la voie de chrominance est un critère dans la comparaison des divers systèmes de codage pour la télévision en couleur. Cette caractéristique est en effet particulière à chaque procédé.

Pour cette raison, l'effet du bruit sur la voie de chrominance du SECAM a été examiné avec soin ; et l'on a cherché, dans l'étude de l'optimalisation, à rendre cet effet minimal. Les aspects successifs suivants ont été passés en revue :

a) On se place dans le cas d'une plage de couleur uniforme. Le bruit s'ajoute au signal utile continu pour créer un spectre parasite couvrant toute la bande des videofréquences. Une analyse est faite de la répartition de la densité spectrale de ce bruit à la sortie d'une voie de détection. Les résultats dépendent de l'écart réalisé entre l'axe de la courbe en cloche et la fréquence de la sous-porteuse correspondant à l'envoi de la teinte considérée.

b) L'examen des courbes de répartition spectrale précédentes permet de choisir une fréquence de la bande video représentative de l'effet moyen du bruit. Pour cette fréquence, on analyse l'effet visuel du bruit de chrominance tel qu'il apparaît sur l'écran (essentiellement par les variations de luminance qu'il produit) au téléspectateur.

La perturbation varie suivant les teintes, cet examen étant fait sur la mire de barres colorées. La recherche d'un minimum de gène a permis de fixer certains paramètres, soit pour une valeur de F_C donnée, les valeurs de F_{0R} et ΔF_R.

c) En dernière analyse, on évalue le rapport signal à bruit de la réception de noir et blanc compatible (le niveau de la sous-porteuse ayant été fixé à une valeur adéquate) lorsqu'apparaît, sur l'image couleur, l'effet de seuil de la modulation FM de chrominance ; et l'on vérifie que cet effet apparaît dans des conditions où la réception de noir et blanc est elle-même inacceptable.

5.1. Examen d'une voie de démodulation. Loi de répartition de la densité spectrale du bruit en sortie

La voie de démodulation (fig. 2), comporte les circuits successifs suivants :

— filtre en cloche,
— limiteur d'amplitude,
— discriminateur.
— circuit de désaccentuation video,

5.1.1. *Action de la cloche*

L'axe de la cloche est situé à une certaine fréquence F_C, à définir, et sur une plage de couleur, la sous-porteuse déviée se place à une valeur supposée égale à F_D.

A la sortie du filtre en cloche, le signal utile (F_D) est d'amplitude constante, la cloche ayant pour effet d'annuler la modulation d'amplitude provoquée à l'émission par la courbe de mise en forme. Par contre, le bruit, qui frappe avec une répartition spectrale uniforme l'entrée du récepteur, subit l'atténuation sélective de la cloche.

Pour une fréquence F de la bande video, ce sont les composantes de bruit placées autour des bandes latérales :

$$(F_D-F) \text{ et } (F_D+F)$$

qui entrent en jeu. Leurs actions s'ajoutent en puissance.

Ces composantes subissent, du fait de la cloche, des atténuations qui sont différentes, étant donné que F_D ne coincide pas, en général, avec l'axe de la cloche F_C. D'où l'obtention de toute une famille de courbes de répartition de densité spectrale de bruit en fonction de F (video) suivant les valeurs présentées par le décentrage : (F_D-F_C). La loi de sélection de la cloche pouvant être considérée comme pratiquement symétrique, les résultats seront les mêmes, que ce décentrage soit positif ou négatif.

Un premier calcul a donc été mené pour chiffrer cette action, la courbe de la cloche étant celle représentée sur la figure 4. Les résultats en sont donnés sur la figure 5*b*.

La loi de combinaison des bruits est la suivante :

Si G_1 et G_2 chiffrent les décibels produits par la cloche sur les bandes latérales en cause, les puissances de bruit P_1 et P_2 (valeurs relatives) sont telles, derrière la sélection, que :

$$G_1 = 10 \log_{10} P_1 \quad (P_1<1)\ (G_1<0).$$
$$G_2 = 10 \log_{10} P_2 \quad (P_2<1)\ (G_2<0).$$

ce qui correspond à :

$$P_1 = 10^{G_1/10} \qquad P_2 = 10^{G_2/10}.$$

La puissance globale, qui résulte de l'addition des bruits en cause, est ainsi :

$$P_1+P_2 = 10^{G_1/10}+10^{G_2/10}.$$

Comme on ne s'intéresse qu'aux valeurs relatives, et pour retrouver dans le cas de centrage les mêmes

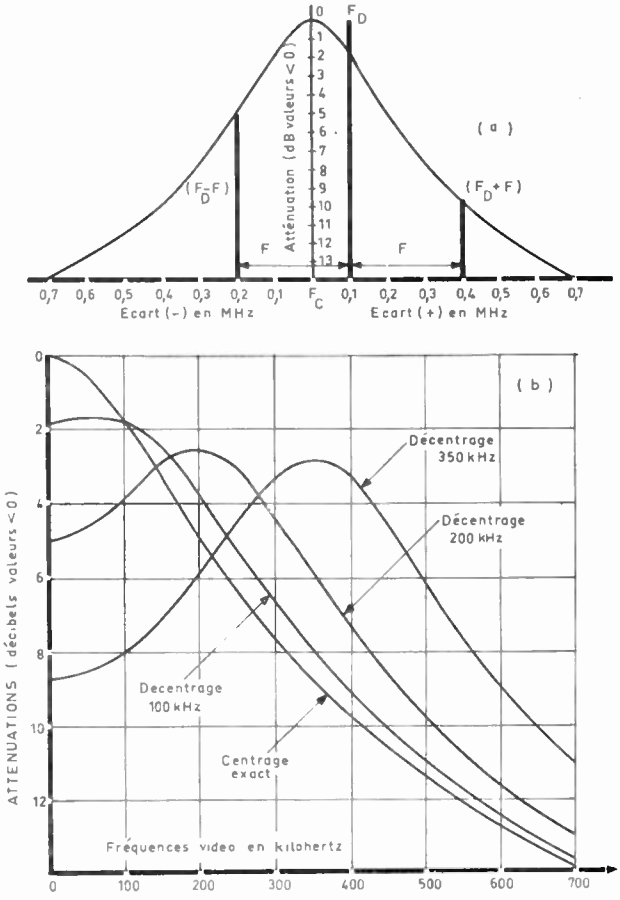


FIG. 5.

valeurs de décibels que sur les flancs de la courbe en cloche, on a chiffré :

$$G(\text{total}) = 10 \log_{10} \frac{P_1+P_2}{2}.$$

Exemples de calcul

1° $F_{\text{video}} = 300$ kHz ; décentrage $F_D-F_C = 100$ kHz

On trouve (fig. 5*a*) :

sur (F_D-F) $\quad G_1 = -4{,}95$ dB
sur (F_D+F) $\quad G_2 = -9{,}65$ dB

d'où il résulte que :

$$P_1 = 0{,}32 \quad P_2 = 0{,}108 \quad \frac{P_1+P_2}{2} = 0{,}214 \text{ (valeurs relatives)}$$

ce qui conduit à : $G = -6{,}7$ dB.

2° $F_{\text{video}} = 300$ kHz ; décentrage nul.

$$G_1 = G_2 = -7{,}6 \text{ dB} \qquad P_1 = P_2 = \frac{P_1+P_2}{2} = 0{,}174$$

ce qui redonne évidemment : $G = -7{,}6$ dB.

5.1.2. *Intervention de la loi « triangulaire » de la FM*

Les atténuations représentées sur la figure 5 sont celles qui se présentent au niveau du discriminateur, et en modulation de phase. Comme on démodule suivant la déviation de fréquence, on doit opérer une première correction qui tient compte de la loi « triangulaire » de la FM d'après laquelle, pour une répartition uniforme de bruit en HF :

— l'amplitude du bruit derrière la détection croît proportionnellement à la videofréquence F.

— la puissance correspondante obéit à une loi en F^2 ce qui conduit à ajouter aux décibels représentés sur la figure 5, ceux correspondant à la loi :

$$G_{TRI} = 10 \log_{10} \left(\frac{F}{F_0}\right)^2$$

F_0 étant une fréquence repère, qu'on peut choisir arbitrairement puisqu'on ne recherche qu'une répartition relative, fréquence qu'on a prise égale à 100 kHz pour la commodité des calculs.

G_{TRI} intervient de façon identique sur toutes les courbes de la figure 5.

5.1.3. *Action du réseau de désaccentuation*

Il faut encore ajouter les décibels qui correspondent à la désaccentuation, intervenant en videofréquences, donc de façon identique quels que soient les décentrages. Cette loi est celle de la figure 3, soit G_{VF}.

5.1.4. *Effet global*

La combinaison de tous les décibels correspondant aux diverses lois énoncées plus haut conduit aux courbes de la figure 6 qui donnent la loi définitive de répartition spectrale du bruit selon les diverses valeurs de décentrage. Ces courbes montrent une bonne égalisation du bruit dans la bande passante video.

Sur ces courbes, on voit qu'on peut retenir, comme fréquence typique exprimant avec une bonne approximation la valeur moyenne de bruit, la videofréquence de 350 kHz. En retenant cette valeur comme représentative de l'effet du bruit, on est amené à représenter de façon simple sur la figure 7 l'effet du décentrage sur le bruit.

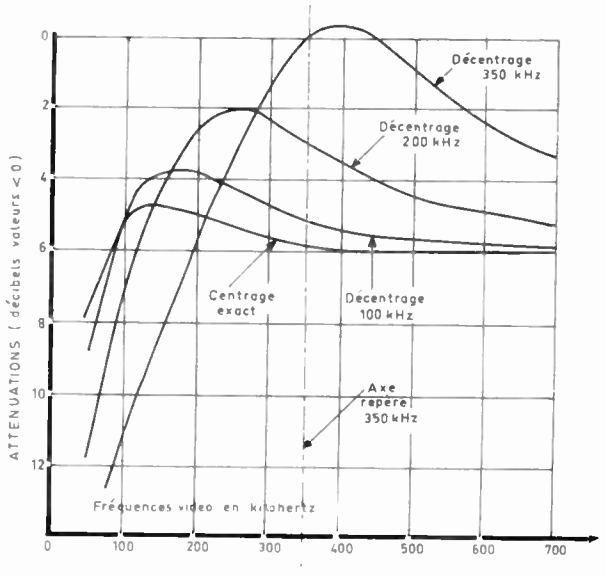


FIG. 6. — Répartition de la densité spectrale de bruit dans la bande vidéo pour divers décentrages.

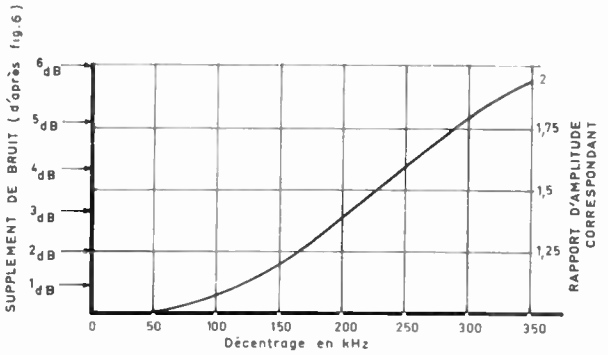


FIG. 7. — Effet du décentrage sur l'amplitude du bruit (pour la fréquence repère de 350 kHz).

C'est cette courbe qui sera utilisée au § 5.2. A cet usage les décibels sont convertis en rapports d'amplitude.

5.2. EFFET VISUEL DU BRUIT SUR LA MIRE DE BARRES. OPTIMALISATION DE F_C, F_{0R} ET ΔF_R

L'effet visuel du bruit apparaît essentiellement à l'observateur sous la forme de variations erratiques de luminance. Ce fait est conforme à l'expérience.

D'autre part, la loi physiologique de FECHNER indique qu'une même variation absolue de luminance est d'autant moins apparente pour l'œil qu'elle se manifeste dans une plage de luminance moyenne élevée. Il est toutefois nécessaire, pour que cette loi puisse s'appliquer, que la luminance moyenne dont il s'agit soit suffisamment grande vis-à-vis des variations considérées. Si la luminance moyenne était très faible vis-à-vis des variations provoquées par le bruit, on conçoit qu'elle n'ait plus d'action.

5.2.1. *Attaque du tube image*

La figure 8 représente, à partir des deux voies de détection, les circuits d'attaque du tube image. Les tensions $(E'_R - E'_Y)$, $(E'_B - E'_Y)$ et $(E'_V - E'_Y)$ sont appliquées respectivement aux trois Wehnelts du tube ; la luminance inversée: $-E'_Y$ étant appliquée aux trois cathodes réunies en parallèle (montage dit de « matriçage par le tube image »).

Les deux discriminateurs sont supposés fonctionner de façon identique et avec des niveaux identiques de sous-porteuse.

Les signaux modulants sont, comme on l'a vu :

Voie « rouge » : $-1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$

Voie « bleue » : $+1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$

On suppose que le discriminateur « rouge » sort le niveau :

$$1{,}9\,(E'_R - E'_Y) \qquad (1)$$

l'effet du signe « moins » étant annulé par un retournement dans le sens de détection.

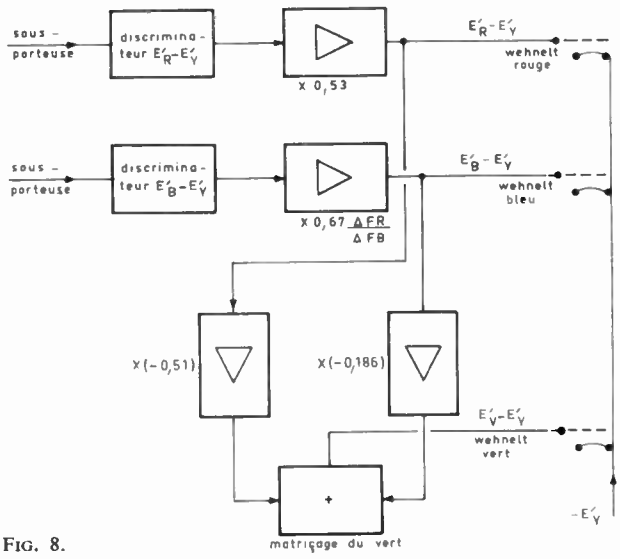


FIG. 8.
Attaque du tube image.

On doit donc multiplier par 1/1,9 = 0,53 ce signal pour attaquer le Wehnelt « rouge ».

Si les déviations nominales ΔF_R et ΔF_B étaient les mêmes, le discriminateur « bleu » sortirait

$$1{,}5\ (E'_B - E'_Y)\ ;$$

mais on se garde la possibilité de les régler à des valeurs différentes, ce qui conduit à un signal de sortie détecté de :

$$1{,}5 \times \frac{\Delta F_B}{\Delta F_R} \times (E'_B - E'_Y)$$

pour donner une expression comparable à (1).

D'où la nécessité de multiplier ce signal par le coefficient :

$$\frac{1}{1{,}5} \times \frac{\Delta F_R}{\Delta F_B} = 0{,}67 \times \frac{\Delta F_R}{\Delta F_B} \qquad (2)$$

pour l'attaque du Wehnelt « bleu ».

Quant au Wehnelt « vert » il est attaqué par le signal $(E'_V - E'_Y)$ qu'on obtient par le matriçage classique :

$$(E'_V - E'_Y) = -0{,}51\ (E'_R - E'_Y) - 0{,}186\ (E'_B - E'_Y). \qquad (3)$$

5.2.2. *Intervention du bruit*

Pour étudier l'action du bruit, qui se manifeste à la fois par des signaux erratiques (non corrélés) se développant à la sortie des deux discriminateurs, on supposera que les signaux détectés subissent, à partir de leur valeur moyenne (qui sera celle développée sur les diverses plages colorées de la mire de barres), de petites variations (sauts) qu'on notera respectivement :

λ_1 (pour la voie rouge)

λ_2 (pour la voie bleue).

Conformément aux résultats du paragraphe 5.1. (fig. 7), λ_1 et λ_2 présenteront des valeurs relatives qui seront fonction des « décentrages » réalisés sur les diverses teintes. Il n'y aurait, par contre, aucune raison de les supposer différents (les détecteurs étant placés dans des conditions de fonctionnement identiques) si on avait affaire à un système classique de modulation d'amplitude (NTSC par exemple).

5.2.3. *Action du bruit « rouge »*

Le bruit « rouge » se manifeste par le « saut » λ_1. Celui-ci développe les signaux suivants sur les Wehnelts (fig. 8) :

Wehnelt rouge : $+0{,}53\ \lambda_1$

Wehnelt bleu : 0

Wehnelt vert : $-0{,}53 \times 0{,}51\ \lambda_1 = -0{,}27\ \lambda_1$.

Analysons l'action de ces « sauts » sur la luminance développée sur l'écran du tube image.

Les trois signaux de commande des Wehnelts, étant « précorrigés en gamma » ont pour expression :

$$E_R^{1/\gamma}, \qquad E_B^{1/\gamma} \qquad \text{et} \qquad E_V^{1/\gamma}.$$

La distorsion en puissance γ rencontrée sur chaque luminophore, rétablit finalement les brillances correctes, qui sont respectivement de :

$$E_R \quad E_B \quad E_V$$

correspondant à une luminance de :

$$E_Y = 0{,}59\ E_V + 0{,}3\ E_R + 0{,}11\ E_B$$

Par l'intervention du « saut » λ_1 les signaux de commande Wehnelt deviennent :

$$E_R^{1/\gamma} + 0{,}53\ \lambda_1$$
$$E_B^{1/\gamma}$$
$$E_V^{1/\gamma} - 0{,}27\ \lambda_1.$$

Produisant, sur les luminophores, les signaux (en brillance) de :

$$(E_R^{1/\gamma} + 0{,}53\ \lambda_1)^\gamma$$
$$E_B$$
$$(E_V^{1/\gamma} - 0{,}27\ \lambda_1)^\gamma.$$

D'où l'expression de la luminance modifiée :

$$E_Y = 0{,}59\ (E_V^{1/\gamma} - 0{,}27\ \lambda_1)^\gamma + 0{,}3\ (E_R^{1/\gamma} + 0{,}53\ \lambda_1)^\gamma + 0{,}11\ E_B.$$

On admet généralement que $\gamma = 2{,}2$; mais on peut aussi, sans grande erreur (et pour simplifier ici les calculs) prendre $\gamma = 2$.

Dans cette dernière hypothèse, on voit que E_Y passe de :

$$E_Y = 0{,}59\ E_V + 0{,}3\ E_R + 0{,}11\ E_B \qquad (4)$$

à

$$E_Y = 0{,}59\,(\sqrt{E_V} - 0{,}27\,\lambda_1)^2 + 0{,}3\,(\sqrt{E_R} + 0{,}53\,\lambda_1)^2 + 0{,}11\,E_B. \quad (5)$$

La seconde expression donne, en développant :

$$E_Y = 0{,}59\,E_V - 0{,}32\,\lambda_1\sqrt{E_V} + 0{,}043\,\lambda_1^2 + 0{,}3\,E_R + 0{,}32\,\lambda_1\sqrt{E_R} + 0{,}084\,\lambda_1^2 + 0{,}11\,E_B. \quad (6)$$

Les sauts λ_1 étant supposés faibles, on pourra négliger les termes en λ_1^2 devant les termes faisant intervenir λ_1. En retranchant (4) de (6), on trouve ainsi :

$$\Delta E_{Y\,(rouge)} = 0{,}32\,\lambda_1\,(\sqrt{E_R} - \sqrt{E_V}). \quad (7)$$

5.2.4. *Action du bruit « bleu »*

Le processus du calcul sera identique. En se reportant toujours à la figure 8 et sous l'effet d'une variation λ_2 à la sortie du discriminateur bleu, les signaux de commande des Wehnelts sont accrus des quantités suivantes :

Wehnelt vert :

$$-0{,}67\,\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,0{,}186\,\lambda_2 = -0{,}125\,\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,\lambda_2.$$

Wehnelt rouge : 0

Wehnelt bleu : $0{,}67\,\dfrac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,\lambda_2$

En présence de λ_2, la luminance devient ainsi :

$$E_Y = 0{,}59\left(\sqrt{E_V} - 0{,}125\,\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,\lambda_2\right)^2 + 0{,}11\left(E_B + 0{,}67\,\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,\lambda_2\right)^2. \quad (8)$$

Soit, comme précédemment, en négligeant les termes en λ_2^2, et en faisant la différence avec la luminance non perturbée (expression (4)).

$$\Delta E_{Y\,(bleu)} = 0{,}146\,\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\,\lambda_2(\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V}). \quad (9)$$

5.2.5. *Action combinée des bruits*

Les deux bruits (voie rouge et voie bleue) ne sont pas corrélés : du fait du principe séquentiel, ils ne sont pas relatifs à la transmission de la même ligne. On ajoutera donc leur action quadratiquement, c'est-à-dire que la somme des carrés des expressions 7) et (9) donnera le bruit quadratique moyen.

$$\overline{\Delta E_Y^2} = 0{,}102\,\lambda_1^2\,(\sqrt{E_V} - \sqrt{E_R})^2 + 0{,}021\left(\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}\right)^2\lambda_2^2\,(\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V})^2 \quad (10)$$

5.2.6. *Bruit sur la mire de barres*

La mire de barres fait apparaître, suivant les diverses couleurs, des valeurs particulières pour les expressions :

$|\sqrt{E_V} - \sqrt{E_R}|$ et $|\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V}|$ (qui n'interviennent que par leurs valeurs absolues)

Pour la mire de barres à 75 %, on trouve les résultats donnés par le tableau III.

TABLEAU III

Teintes	$\sqrt{E_V}$	$\sqrt{E_R}$	$\sqrt{E_B}$	$\lvert\sqrt{E_V} - \sqrt{E_R}\rvert$	$\lvert\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V}\rvert$	E_Y
Blanc.....	0,75	0,75	0,75	0	0	0,56
Jaune	0,75	0,75	0	0	0,75	0,5
Bleu/vert	0,75	0	0,75	0,75	0	0,39
Vert	0,75	0	0	0,75	0,75	0,33
Violet	0	0,75	0,75	0,75	0,75	0,23
Rouge	0	0,75	0	0,75	0	0,17
Bleu.....	0	0	0,75	0	0,75	0,06
Noir	0	0	0	0	0	0

En même temps, on a fait figurer la luminance vraie sur l'écran :

$$E_Y = 0{,}59\,E_V + 0{,}3\,E_R + 0{,}11\,E_B$$

en tenant compte du fait que, dans l'application de la mire de barre à 75 %, ce sont les signaux précorrigés en gamma dont les maximums sont à 0,75. Ceux-ci se traduisent, sur l'écran, par des brillances maximales de :

$$(0{,}75)^2 = 0{,}56$$

Dans la recherche de l'optimalisation des résultats, on va devoir agir sur les paramètres :

$$\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \text{et} \quad \frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}$$

de l'expression (10). Mais, préliminairement, on constatera les faits suivants :

a) La valeur absolue du bruit passera par un maximum pour les plages centrales : vert et violet.

Puis, les plages rouge et bleue, symétriques par rapport à la ligne médiane donneront un bruit plus réduit. Enfin les plages symétriques, encore plus éloignées du centre (jaune et bleu), donneront un bruit encore plus réduit en raison de la faible valeur du coefficient numérique intervenant dans l'expression (10).

b) Mais pour l'effet visuel ce qui compte essentiellement comme on l'a dit précédemment, c'est en vertu de la loi de FECHNER le rapport entre la valeur absolue de l'amplitude du bruit (racine carrée des valeurs données par (10)) et la luminance moyenne sur chaque plage.

En vertu de la décroissance progressive de la luminance vers la droite de la mire, on voit que l'effet du bruit ne pourra qu'aller en croissant du jaune au violet jusqu'aux plages rouge et bleue qui doivent faire l'objet d'un examen particulier.

Plage rouge — Elle présente un facteur d'aggravation par rapport au violet : la luminance moyenne passe de 0,23 à 0,17. Mais dans (10), seul le premier terme au lieu des deux termes entrera en jeu.

Il est donc a priori difficile de dire si cette plage est plus critique que le violet.

Plage bleue — La luminance moyenne y tombe à une valeur très basse, ce qui fait que la loi de FECHNER peut difficilement s'y appliquer. Seule semble devoir compter la valeur absolue du bruit qui, de toute façon sera faible.

Ainsi, les plages du violet et du rouge semblent devoir être les plus critiques et, de ce fait, devront servir de critère dans la recherche de l'optimalisation.

Le bruit, dans ces plages, sera essentiellement produit (voir tableau III et relation (10)) par le terme :

$$0{,}102\ \lambda_1^2\ (\sqrt{E_V}-\sqrt{E_R})^2.$$

Ce qui montre que l'optimalisation doit chercher à réaliser des valeurs particulièrement favorables de λ_1 sur ces teintes critiques, λ_1 étant relatif à la voie de modulation rouge.

5.2.7. *Optimalisation du bruit par les conditions de modulation de la voie rouge*

On peut faire varier λ_1 dans une certaine proportion en plaçant convenablement sur l'échelle des fréquences F_C et F_{0R} pour un ΔF_R fixé, en considérant les déviations opérées sur la mire de barres.

C'est ainsi qu'on a représenté ces déviations sur la figure 9, d'abord en valeurs relatives. On voit que, fort heureusement, les déviations correspondant aux deux plages à avantager (le violet et le rouge) sont très voisines : respectivement $-0{,}84$ et -1.

On aurait donc intérêt, pour diminuer le bruit par réduction du coefficient λ_1, à placer F_C aussi près que possible de la sous-porteuse déviée sur ces plages.

On doit néanmoins, dans un souci de compromis pour les autres teintes, ne pas exagérer cet effet. C'est pourquoi on a finalement décidé, tout en plaçant F_C en-dessous de F_{0R} pour réaliser l'effet recherché de limiter le décalage $F_{0R}-F_C$ à une valeur moyenne.

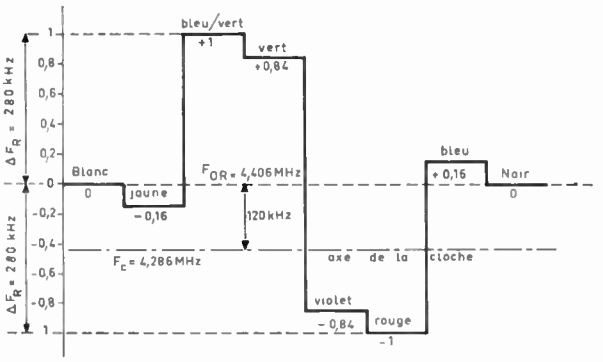


FIG. 9. — Modulation par D'_R sur la mire de barres.

On s'est fixé ainsi $F_{0R}-F_C = 0{,}12$ MHz compte tenu par ailleurs que la déviation nominale ΔF_R était portée à 280 kHz (ce qui correspondait au maximum possible compatible avec la largeur de bande disponible).

Quant aux valeurs absolues pour ces deux fréquences on les a choisies en vertu des critères suivants :

— ne pas placer trop haut le spectre couvert par la chrominance (à cause des effets de coupure de bande).

— ne pas le placer trop bas, à cause de la visibilité de la sous-porteuse (condition de compatibilité).

— adopter pour F_{0R} une valeur multiple de la fréquence de ligne F_H

Ceci a conduit à adopter les valeurs suivantes :

$F_{0R} = 4{,}406$ MHz $= 282\ F_H$

$F_C = 4{,}286$ MHz

$\Delta F_R = 280$ kHz

5.2.8. *Condition de modulation de la voie bleue* (fig. 10)

Dans l'expression (10), la voie bleue agit sur le bruit par le second terme soit en faisant intervenir

$$\lambda_2 \quad \text{et} \quad \frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}.$$

Mais le second terme de (10) est, du fait du coefficient 0,021 (au lieu de 0,102), beaucoup moins important que le premier. Ce ne sont donc pas les conditions

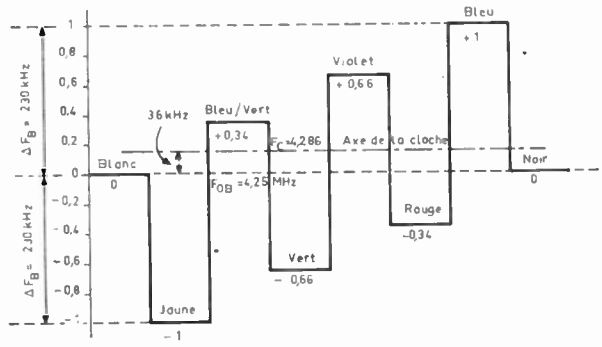


FIG. 10. — Modulation par D'_B sur la mire de barres.

du bruit mais les considérations de bande et de compatibilité qui ont fixé les caractéristiques de la voie « bleue ».

— compatibilité : elle a conduit à placer F_{0B} légèrement au dessous de F_C. On notera (ceci sera justifié plus loin) la valeur retenue de :

$$F_{0B} = 4{,}25 \text{ MHz} = 272\, F_H$$

— bande passante : ΔF_B agit sur le bruit ΔF_R étant fixé, par le rapport $\frac{\Delta F_R}{\Delta F_B}$ dans le deuxième terme de (10). Mais, pour des raisons d'occupation de bande, étant donné que la voie bleue intervient peu dans le bruit (faible coefficient 0,021), on a pu adopter un ΔF_B relativement réduit; $\Delta F_B = 230$ kHz a ainsi été choisi.

Bien entendu la valeur de ΔF_B intervient, en même temps que F_{0B}, dans la compatibilité.

5.2.9. *Calcul final du bruit*

Les valeurs des paramètres en cause étant fixées, on peut effectuer les calculs relatifs au bruit sur les diverses plages colorées de la mire de barres. Les valeurs choisies pour ΔF_R (280 kHz) et ΔF_B (230) conduisent d'abord à expliciter (10) sous la forme :

$$\overline{\Delta E_Y^2} = 0{,}102\, \lambda_1^2 (\sqrt{E_V} - \sqrt{E_R})^2 + 0{,}032\, \lambda_2^2 (\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V})^2. \qquad (11)$$

Puis, compte tenu des valeurs trouvées au tableau III pour :

$$|\sqrt{E_V} - \sqrt{E_R}|, \quad |\sqrt{E_B} - \sqrt{E_V}| \quad \text{et} \quad E_Y,$$

on a pu représenter, au tableau IV, pour les plages considérées :

— la tension quadratique moyenne de bruit

— la tension efficace (racine carrée de la valeur précédente)

— le rapport entre cette tension efficace et la luminance.

Les résultats font intervenir λ_1 et λ_2. Il convient de rechercher les valeurs prises par ces coefficients. Celles-ci sont données au tableau V compte tenu des valeurs adoptées pour F_C, F_{0R}, F_{0B}, ΔF_R et ΔF_B.

TABLEAU IV

Teintes	Luminance sur l'écran	Tension quadratique moyenne de bruit	Tension efficace de bruit	Tension efficace de bruit/luminance
Blanc	0,56	0	0	0
Jaune	0,5	$0{,}0179\, \lambda_2^2$	$0{,}134\, \lambda_2$	$0{,}268\, \lambda_2$
Bleu/Vert ..	0,39	$0{,}057\, \lambda_1^2$	$0{,}239\, \lambda_1$	$0{,}61\, \lambda_1$
Vert	0,33	$0{,}057\, \lambda_1^2 + 0{,}0179\, \lambda_2^2$	$\sqrt{0{,}057\, \lambda_1^2 + 0{,}0179\, \lambda_2^2}$	$\sqrt{0{,}525\, \lambda_1^2 + 0{,}164\, \lambda_2^2}$
Violet.....	0,23	$0{,}057\, \lambda_1^2 + 0{,}0179\, \lambda_2^2$	$\sqrt{0{,}057\, \lambda_1^2 + 0{,}0179\, \lambda_2^2}$	$\sqrt{1{,}07\ \lambda_1^2 + 0{,}338\, \lambda_2^2}$
Rouge	0,17	$0{,}057\, \lambda_1^2$	$0{,}239\, \lambda_1$	$1{,}4\, \lambda_1$
Bleu	0,06	$0{,}0179\, \lambda_2^2$	$0{,}134\, \lambda_2$	$2{,}24\, \lambda_2$
Noir	0	0	0	0

TABLEAU V

Teintes	D'_R (Rouge)		D'_B (Bleu)		λ_1 (Rouge)		λ_2 (Bleu)	
	Valeur relative	F correspondante MHz	Valeur relative	F correspondante MHz	Décentrage MHz	λ_1	Décentrage MHz	λ_2
Blanc	0	4,406	0	4,25	0,120	1,13	0,036	1,01
Jaune	−0,16	4,361	−1	4,02	0,075	1,05	0,266	*1,70*
Bleu/Vert ...	+1	4,686	+0,34	4,328	0,400	*2,00*	0,042	1,01
Vert	+0,84	4,641	−0,66	4,098	0,355	*1,97*	0,188	*1,35*
Violet	−0,84	4,171	+0,66	4,402	0,115	*1,12*	0,116	*1,12*
Rouge	−1	4,126	−0,34	4,172	0,160	*1,25*	0,114	1,12
Bleu	+0,16	4,451	+1	4,48	0,165	1,27	0,194	*1,38*
Noir	0	4,406	0	4,25	0,120	1,13	0,036	1,01

Il est alors possible de calculer les rapports valeur efficace du bruit/luminance qui représentent l'effet visuel du bruit. Ceux-ci sont donnés au tableau VI et représentés sur la courbe de la figure 11.

TABLEAU VI

Teintes	Tension efficace de bruit/luminance	
	Valeurs brutes	Valeurs explicitées
Blanc	0	0
Jaune.....	$0{,}268 \times 1{,}70$	0,45
Bleu/Vert .	$0{,}61 \times 2{,}00$	1,22
Vert	$\sqrt{0{,}525(1{,}97)^2+0{,}164(1{,}35)^2}$	1,53
Violet	$\sqrt{1{,}07(1{,}12)^2+0{,}338(1{,}12)^2}$	1,33
Rouge ...	$1{,}4 \times 1{,}25$	1,75
Bleu	$2{,}24 \times 1{,}38$	3,1
Noir	0	0

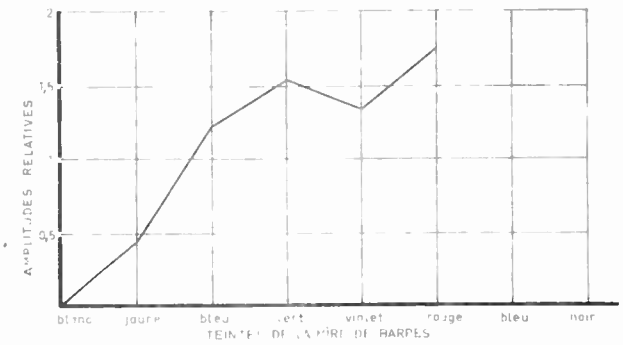


FIG. 11. — Effet visuel du bruit sur la mire de barres.
Nota : Etant donné la très faible valeur de la luminance sur la plage bleue, le chiffre trouvé pour cette plage n'a pas été retenu comme significatif.

On peut conclure, de l'examen de ces résultats, que :

— l'optimalisation réduit le mieux possible la montée du bruit vers les plages de droite de la mire de barres.

Un calcul, que nous ne donnons pas ici [3], montre qu'avec le NTSC, cette montée est plutôt plus accentuée.

— l'optimalisation place le SECAM le mieux possible vis-à-vis du bruit. En fait, des comparaisons faites avec le NTSC et avec l'ancien SECAM III non optimalisé, ont montré :

— qu'on avait gagné entre 1 et 2 dB vis-à-vis du SECAM III, ceci malgré la réduction notable de la désaccentuation.

— qu'on se plaçait sensiblement à égalité vis-à-vis du NTSC [3].

[3] « Le Système de télévision en couleur SECAM ». Brochure (rouge) de la Compagnie française de Télévision distribuée à Oslo (CCIR) juin/juillet 1966.
Cette brochure représente, en quelque sorte, le rapport du groupe de travail réf. [1].

5.3. EFFET DE SEUIL

Les calculs effectués aux paragraphes 5.1 et 5.2. ne sont valables que si la sous-porteuse présente un niveau convenable à l'entrée des discriminateurs.

Lorsque la puissance développée sur la sous-porteuse ne présente plus, comparée à la puissance de bruit en ce même point, une valeur suffisante (définie par la littérature), on passe en-dessous du « seuil » de fonctionnement correct. Les résultats deviennent moins bons, et un effet de « capture » du signal par le bruit apparaît progressivement.

On va chiffrer le rapport signal à bruit de la réception Noir et Blanc « compatible » qui correspond à l'apparition de ce seuil ; et montrer qu'il représente des conditions de réception mauvaises, qu'il n'est pas normal de prendre en considération.

Si l'on attribue 1 V à l'intervalle total de tension alloué au signal video composite, les normes optimalisées du SECAM, après les essais relatifs à la compatibilité (§ 6), attribuent 0,115 V à l'amplitude de crête de la sous-porteuse de chrominance (à la fréquence F_C où ne joue pas la mise en forme). Cette amplitude se maintient du reste constante devant le discriminateur de réception à toute valeur de fréquence, par suite de l'allure complémentaire des courbes de « mise en forme » et de « cloche ». On fait le calcul en un point où est supposé se développer ce niveau.

En face du signal utile, représenté par la sous-porteuse, se trouve le bruit produit par les circuits d'entrée du récepteur et qui couvre la bande passante avec une densité uniforme. On appellera d cette densité, qu'on exprimera en volts carrés par kilohertz de bande (au même point de comparaison). Le canal de chrominance s'étendant pratiquement sur 1 600 kHz, la tension quadratique moyenne correspondant au bruit sera de :

$$d \times 1\,600 \text{ kHz}$$

à l'entrée du circuit « cloche ».

Mais, par suite de l'action sélective de la cloche (voir la fig. 4), un calcul d'intégration simple montre que *la puissance de bruit est divisée par* 4. La tension quadratique moyenne du bruit vaut donc :

$$400\,d \qquad (V^2)$$

(On voit par là le rôle fondamental de la cloche dans la condition de seuil).

En comparaison, la tension quadratique moyenne correspondant à la sous-porteuse vaudra :

$$\frac{(0{,}115)^2}{2} = 0{,}0066\ (V^2).$$

Nous cherchons à fixer une valeur précise pour le seuil de fonctionnement du discriminateur. Dans la littérature, il est admis en général que le seuil se produit pour un rapport signal à bruit de 10 dB aux indices de modulation FM relativement élevés, et qu'on peut abaisser cette valeur à 8 dB pour les indices faibles, ce qui est le cas du SECAM. 8 dB correspondent à un rapport de 6,3 et nous écrirons ainsi :

$$6{,}3 = \frac{0{,}0066}{400\,d}$$

ceci fixera la valeur de d pour le seuil :

$$d = 2{,}62\ 10^{-6} \text{ environ}$$

Un tel chiffre n'étant pas très significatif, on évalue le rapport S/N du signal video du Noir et Blanc qui lui correspond.

Le signal video, à faire figurer au numérateur s'élève (toujours au point de comparaison choisi) à 1 V.

Le bruit se développe dans toute la bande video de luminance (5,2 MHz environ). Il vaut donc, en tension quadratique moyenne :

$$5\,200\ d \# 0{,}0136 \quad (V^2)$$

ce qui correspond à 0,117 V efficaces environ.

Le rapport S/N du seuil est donc de 1/0,117 soit de +18,5 dB.

Cette valeur est celle d'une réception Noir et Blanc déjà mauvaise, et il est prévu pour tous les points de réception situés dans la zone d'action normale des émetteurs de dépasser franchement cette valeur. *La condition de seuil ne jouera donc usuellement pas dans la réception du SECAM.*

6. Compatibilité

6.1. Généralités

Il s'agit, comme on sait, de l'étude de la gène apportée par la présence de la sous-porteuse sur les récepteurs de Noir et Blanc captant le programme couleurs. L'existence de cette sous-porteuse se traduit par un léger « piquetage » (qui apparaît par variation de lumière) dont on cherche à minimaliser l'aspect.

L'utilisation de la modulation de fréquence donne, en SECAM, un aspect particulier à ce « piquetage », étant donné l'allure variable de la période de la sous-porteuse soumise à la modulation. La structure géométrique de la « trame parasite » résultante est, de ce fait, beaucoup moins ordonnée qu'avec les systèmes à modulation d'amplitude (NTSC ou PAL).

En outre, l'utilisation de la courbe de « Mise en forme » produit, sur la sous-porteuse, une modulation d'amplitude. Ce qui fait que son niveau, variable, présente une certaine proportionnalité avec la saturation des plages colorées transmises. On rejoint ici les systèmes à modulation d'amplitude avec plusieurs particularités toutefois :

a) On ne descend pas, en SECAM, en dessous d'un certain minimum d'amplitude qui est celui fixé pour la sous-porteuse au centre de la courbe de mise en forme.

b) Les remontées maximales sont, par contre, moins grandes qu'en NTSC ou en PAL.

c) Du fait de l'allure séquentielle de la transmission en chrominance, on peut rencontrer des amplitudes de sous-porteuse inégales d'une ligne à l'autre.

Un dernier aspect particulier au SECAM concerne les régimes transitoires qui accompagnent les brusques changements de niveau dans les signaux de chrominance. Par suite de la préaccentuation video réalisée à l'émission, une pointe sur le signal modulant accompagne le front raide de transition (§ 7).

Cette pointe, par suite de la présence du filtre de mise en forme, se traduit elle-même par une remontée particulière du niveau de la sous-porteuse. Ainsi, dans toutes les parties de l'image correspondant à des « contours », voit-on se développer des amplitudes de sous-porteuse différentes de celles des plages.

Le travail réalisé au titre de l'optimalisation a essentiellement consisté, dans le domaine considéré, à rechercher les valeurs de F_{0B} et ΔF_B qui permettaient, compte tenu des valeurs déjà choisies pour F_{0R} et ΔF_R (§ 5), d'obtenir la meilleure compatibilité possible.

6.2. Niveau de la sous-porteuse au centre de la courbe de mise en forme. Effets transitoires

Vu notamment la réduction de la préaccentuation video (fig. 3) et l'amélioration qui en est résultée pour la compatibilité dans les effets transitoires signalés plus haut, on a pu fixer le niveau de la sous-porteuse à une valeur légèrement supérieure à celle du SECAM III. C'est ainsi qu'une amplitude maximale de : $a = 0{,}115$ V (0,230 V de crête à crête) a pu être choisie, l'intervalle total alloué à la luminance étant compté pour 1 V.

6.3. Ordonnancement de la phase au départ des lignes

On a maintenu les règles déjà fixées, qui avaient donné satisfaction (on en trouve le détail à la référence [3]). Très sommairement on rappelle qu'on verrouille la phase de la sous-porteuse au départ de chaque ligne en respectant les règles générales suivantes Phase 0 ou π. Retournement de cette phase :

— à chaque trame

— une ligne sur trois.

6.4. Action de la sous-porteuse sur la luminance moyenne. Fixation de F_{0B} et ΔF_B.

On analyse l'effet de la sous-porteuse sur la mire de barres colorées déjà citée ; mais il s'agit, cette fois-ci, d'une observation sur un récepteur Noir et Blanc.

Le signal d'attaque du Wehnelt du tube cathodique présente la forme :

$$W = E'_Y + a \cos \omega t \qquad (12)$$

a : amplitude de la sous-porteuse.

ω : pulsation de la sous-porteuse.

E'_Y : luminance transmise.

Etant donné la loi de réponse en brillance du tube cathodique (loi en puissance gamma par rapport au signal de commande de Wehnelt), la brillance réellement reproduite sur l'écran du cathoscope a pour valeur :

$$\begin{aligned} B &= (E'_Y + a \cos \omega t)^\gamma \\ &= E'^\gamma_Y + a\,\gamma\, E'^{\gamma-1}_Y \cos \omega t \\ &\quad + \frac{\gamma(\gamma-1)}{4}\, a^2\, E'^{\gamma-2}_Y (1 - \cos 2\omega t). \end{aligned} \qquad (13)$$

Le premier terme correspond à la luminance reproduite en l'absence de sous-porteuse. Le second représente le « piquetage » lumineux, dont la valeur moyenne est nulle. Dans le troisième terme, on ne doit pas retenir la partie en 2 ωt : la valeur moyenne en est nulle et la structure en est trop fine pour être visible. Il reste la partie :

$$\frac{\gamma(\gamma-1)}{4} a^2 E_Y'^{\gamma-2} \qquad (14)$$

de ce dernier terme qui produit un accroissement continu de brillance. C'est ce terme dont l'action subsistera même lorsque le téléspectateur sera suffisamment éloigné de l'écran pour ne plus voir la trame piquetée en ω_t. Il aura pour effet de modifier légèrement la luminance qu'il y aurait en l'absence de sous-porteuse.

En posant $\gamma = 2{,}2$ (valeur classique), et en écrivant qu'approximativement : $E_Y'^{0,2} = 1$, on trouve pour expression simplifiée de (14) :

$$0{,}66\ a^2 \qquad (15)$$

Pour chaque plage colorée de la mire de barres, nous allons examiner l'effet de ce terme (15), en tenant compte des particularités suivantes :

a) L'accroissement de la luminance (0,66 a^2) sera d'autant plus apparent, à valeur égale, que la luminance support soit E'_Y, sera faible, en vertu de la loi de FECHNER déjà citée au paragraphe 5.2. On devra donc chercher essentiellement à minimiser les remontées d'amplitudes de sous-porteuse sur les plages de droite de la mire de barres où la luminance moyenne est réduite.

b) Etant donné la nature séquentielle de la modulation de chrominance, il y aura deux amplitudes a en cause pour chaque teinte : l'une relative à la modulation par D'_R, l'autre relative à la modulation par D'_B. Si ces amplitudes sont différentes, il en résultera une structure de lignes visible, et un certain effet stroboscopique de défilement sur ces lignes. D'où l'utilité de rechercher une égalisation des amplitudes entre ces deux modulations en particulier sur les plages de droite.

C'est en tenant compte de tous ces impératifs que les valeurs suivantes ont été choisies pour F_{0B} et ΔF_B.

F_{0B} : 4,25 MHz
ΔF_B : 230 kHz

Elles sont justifiées par les résultats obtenus, qui sont détaillés au tableau VII.

TABLEAU VII

Amplitudes (2 a) de la sous-porteuse agissant sur la compatibilité

Teintes	Modulation par D'_R (Rouge)			Modulation par D'_B (Bleu)		
	Valeur relative	F correspondante MHz	$2a$ (mV)	Valeur relative	F correspondante MHz	$2a$ (mV)
Blanc	0	4,406	304	0	4,25	237
Jaune	−0,16	4,361	262	−1	4,02	516
Bleu/Vert	+1	4,686	678	+0,34	4,328	240
Vert	+0,84	4,641	615	−0,66	4,098	399
Violet	−0,84	4,171	302	+0,66	4,402	300
Rouge	−1	4,126	358	−0,34	4,172	300
Bleu	+0,16	4,451	358	+1	4,48	394
Noir	0	4,406	304	0	4,25	237

On voit de la sorte que :

— sur les plages les plus critiques (luminance faible) Bleu, Rouge, Violet, on a réalisé à la fois des amplitudes réduites et presque égales entre les deux séquences, pour les remontées de la sous-porteuse. On se place donc dans les conditions optimales, compte-tenu de la loi de FECHNER.

— pour le Vert, la situation est encore assez bonne, vu la luminance relativement élevée sur cette plage.

— les plages Jaune et Bleu/Vert sont celles qui présentent le plus d'inégalités pour les remontées d'amplitude de sous-porteuse. Ce fait est évidemment la conséquence de l'optimalisation sur les plages de droite de la mire. Mais, étant donné la forte luminance développée sur les plages Jaune et Bleu/Vert, les effets visuels de ces inégalités sont atténués.

6.5. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Il est très difficile d'analyser la compatibilité uniquement sous l'angle de critère numériques. On se fait une idée précise de celle-ci seulement à la suite de longues expérimentations portant sur un très grand nombre de vues photographiques de sujets réels.

Les essais qui ont été menés dans ce sens ont montré pour le SECAM optimalisé une compatibilité satisfaisante et sensiblement comparable à celle des autres systèmes.

7. Transmission des transitoires dans la voie de chrominance

7.1. Considérations générales

Suivant les règles communes à tous les systèmes, les détails fins des images ne sont transmis que sous la forme de variations de luminance. Les informations de chrominance sont transmises avec une définition moindre, l'œil étant peu sensible aux détails dans les couleurs.

Le signal transmis en luminance présentant la forme :

$$E'_Y = 0{,}59\, E_V^{1/2{,}2} + 0{,}30\, E_R^{1/2{,}2} + 0{,}11\, E_B^{1/2{,}2} \qquad (16)$$

ne correspond pas exactement à la luminance vraie codée en gamma, qui s'écrirait :

$$E_Y^{1/2{,}2} = (0{,}59\, E_V + 0{,}30\, E_R + 0{,}11\, E_B)^{1/2{,}2}\,. \qquad (17)$$

Il en résulte, étant donné que la luminance exacte est, malgré cela, exactement reproduite sur l'écran du tube image couleur, qu'une partie de l'information de luminance passe par la voie de chrominance.

Cette portion, heureusement assez faible, subit la limitation de bande inhérente à cette voie.

Ainsi pourra-t-on faire la remarque générale suivante, valable du reste pour tous les systèmes :

— la limitation de largeur de bande dans la voie de chrominance se répercute sur les informations chromatiques et également (mais de façon partielle) sur le rendu de la luminance.

Une transmission convenable des transitoires sur la voie de chrominance est donc un facteur d'importance non négligeable.

7.2. Voie de chrominance SECAM. Transmission linéaire

Le SECAM utilise, en chrominance, la modulation de fréquence avec les dispositions particulières déjà indiquées (voir § 2) :

— Préaccentuation et désaccentuation video,

— Mise en forme et cloche.

En fait, pour la transmission globale, les opérations de mise en forme et de cloche, opérées au stade de la HF, se compensent par suite de la complémentarité des courbes.

Il reste la préaccentuation qui, à l'émission, déforme le signal video appliqué au modulateur FM. C'est ce signal video déformé qui est transmis à travers la chaîne et restitué derrière le discriminateur de réception. Mais le circuit de désaccentuation intervient alors pour redonner au signal démodulé sa forme d'origine. (Cette opération de préaccentuation/désaccentuation est, du reste, de pratique courante sur les faisceaux hertziens à modulation de fréquence employés pour la transmission des programmes de la télévision en Noir et Blanc).

Une première analyse peut être faite sur la transmission d'un signal video « test », de forme rectangulaire, à travers la voie de chrominance complète. La période de ce signal a été choisie égale à 4 μs, de façon à bien séparer les perturbations survenant sur le front arrière et sur le front avant.

La figure 12 représente :

— le signal déformé à l'entrée du modulateur par la préaccentuation.

— le signal restitué à la sortie de la détection, après désaccentuation.

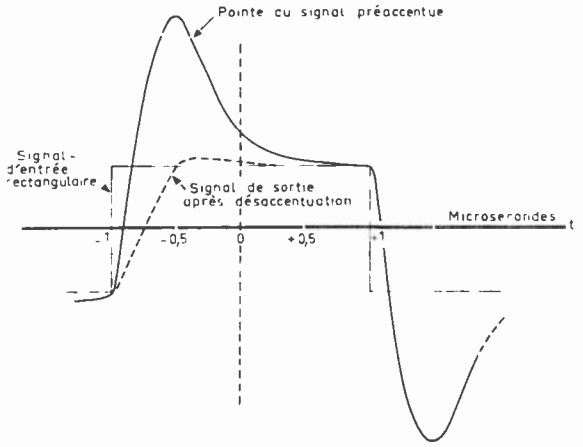


FIG. 12. — Transmission d'un signal rectangulaire dans la voie de chrominance.

A l'entrée du modulateur, la préaccentuation se répercute sur chaque transition verticale ; elle se manifeste par une « pointe » qui porte l'intervalle de tension à environ 2,5 fois la valeur de la transition initiale.

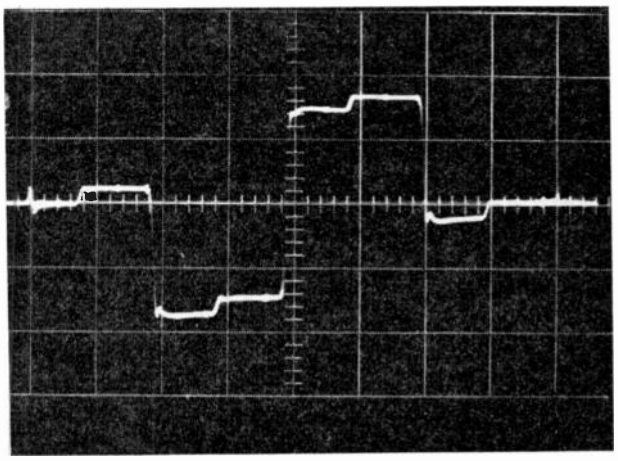
A la sortie de la démodulation, après action du réseau de désaccentuation, les choses rentrent dans l'ordre : les pointes sont résorbées. Il ne subsiste qu'un certain temps de montée sur les flancs (environ 0,5 μs) du fait de la limitation en largeur de bande du canal video (3 dB à 1,4 MHz, selon les normes).

Il est évident que la diminution de la montée de la courbe de préaccentuation adoptée pour le SECAM optimalisé (par rapport au SECAM III) a correspondu à une réduction des pointes citées plus haut. Avec le SECAM III, ces pointes étaient plus importantes.

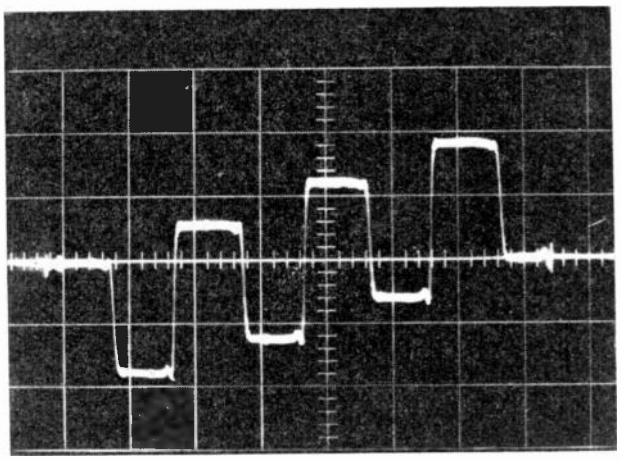
Il n'en reste pas moins que le signal modulant ainsi déformé s'étend encore sur un intervalle de tension grand, et risque ainsi d'atteindre la limite des possibilités du canal, en niveau.

Pour les teintes à faible saturation, correspondant à des signaux de chrominance d'amplitudes faibles, il n'y a pas de problème. On se trouve dans le cas linéaire de la figure 12. C'est ce qui se produit par exemple avec la mire de barres à 30 %, pour laquelle on a donné (fig. 13) les signaux après démodulation et désaccentuation. La qualité des transitoires y est excellente.

Lorsqu'on se trouve au contraire avec des signaux de chrominance à niveau élevé (couleurs très saturées) certaines pointes risquent de dépasser les limites qu'on a fixées pour l'admission d'entrée.



a) Composante $E'_R - E'_Y$ (signe retourné par rapport à D'_R représenté sur la figure 9) ;



b) Composante $E'_B - E'_Y$ (même signe que D'_B : fig. 10).

FIG. 13. — Signal vidéo à la réception, après désaccentuation sur la mire de barres à 30 %. Echelle 15 µs par division.
Les écrêtages à ce taux n'entrent pas en action.

7.3. TRANSMISSION NON-LINÉAIRE

On est alors dans le cas de la transmission non-linéaire. C'est par exemple ce qui se produit lors de l'application de la mire de barres à 75 %. Certaines pointes de préaccentuation qui accompagnent les fronts les plus critiques atteignent les limites du canal. On a du reste intérêt à limiter dès le départ, au moyen d'écrêteurs, l'intervalle alloué aux signaux video. On évite ainsi les surmodulations et, de plus, on arrête à des valeurs raisonnables, correspondant à une compatibilité satisfaisante, les remontées d'amplitude provoquées par la courbe de mise en forme.

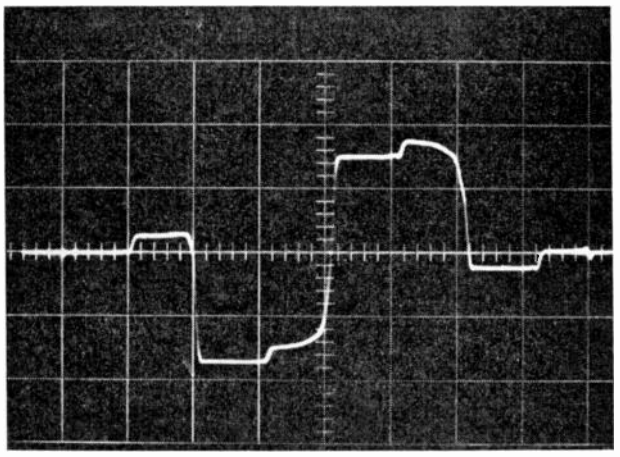
C'est ainsi que le canal de chrominance est limité, par écrêtages sur le signal d'entrée, aux valeurs suivantes de fréquences formant frontière :

3,9 MHz (limite inférieure).

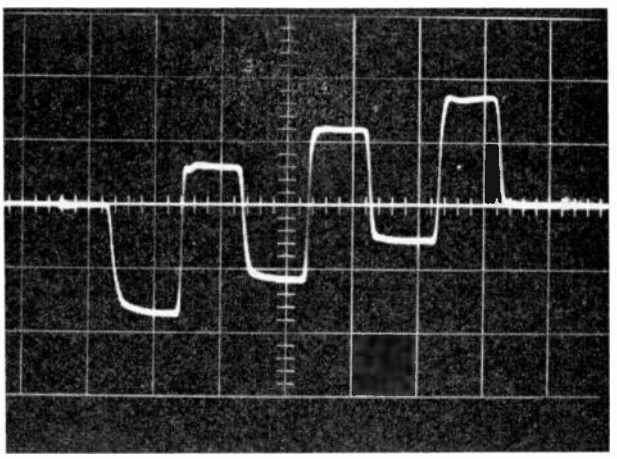
4,756 MHz (limite supérieure).

Ces écrêtages sur les pointes des signaux préaccentués se traduisent, bien entendu, après action du réseau de désaccentuation, par des flancs à montée moins rapide que pour les signaux à faible niveau qui échappent à la limitation.

Un bon exemple est encore donné par la mire de barres, à 75 % cette fois-ci, qui représente un cas extrême. La figure 14 montre les signaux qu'on obtient sur celle-ci à la sortie de la voie de chrominance. Malgré l'entrée en action des écrêteurs sur les transitions les plus critiques, les distorsions ne sont pas très importantes.



a) Composante $E'_R - E'_Y$ (signe retourné par rapport à D'_R représenté sur la figure 9) ;



b) Composante $E'_B - E'_Y$ (même signe que D'_B : fig. 10).

FIG. 14. — Signal vidéo à la réception, après désaccentuation sur la mire de barres à 75 %. Echelle 15 µs par division.
Au codage, les écrêtages entrent en action.

Du fait des paramètres adoptés, et par la présence des écrêteurs, la plage occupée par la modulation de chrominance est plus réduite, tout au moins du côté des fréquences élevées, qu'avec le SECAM III.

Ce fait a été nettement mis en évidence par des essais de coupure de bande dans la partie supérieure du spectre. Les résultats ont montré que le SECAM optimalisé avait une bien meilleure résistance à ces effets.

8. Conclusion

On peut dire que le choix judicieux des paramètres de la modulation de fréquence en chrominance : emplacement des diverses fréquences : F_{0R} F_{0B} F_C, ainsi que les valeurs fixées pour les déviations nominales : ΔF_R et ΔF_B, a permis de tirer le meilleur résultat possible du point de vue des effets du bruit ; ceci malgré la réduction décidée sur la loi de préaccentuation video qui, évidemment, n'était pas favorable sur ce chapitre.

La réduction de la préaccentuation a permis de gagner d'une façon sensible sur la qualité de transmission des transitoires chromatiques ; malgré la réduction de la bande occupée par le canal, qui s'est manifestée par une résistance améliorée aux coupures de bande.

On peut considérer que l'optimalisation a cherché à tirer le meilleur parti possible des paramètres du SECAM, et qu'elle y a réussi.

On doit, pour terminer, rappeler des faits qui sont essentiels. Les mérites de base du SECAM n'étaient pas en cause dans cette recherche, soit :

— la simplicité du récepteur,

— la très grande résistance aux effets d'amplitude et de phase différentielle,

— les excellentes performances réalisées en enregistrement magnétique.

Tout celà a été automatiquement conservé par le maintien de la modulation de fréquence qui, si elle présente quelques aridités pour l'analyse des phénomènes, possède néanmoins de grands mérites sur le chapitre des performances : c'est évidemment l'essentiel.

CODEUR ET DÉCODEUR POUR LE SYSTÈME SECAM

PAR

G. MELCHIOR

Compagnie Française de Télévision

1. Fonction

Alors que les caméras de télévision en noir et blanc élaborent le signal video sous sa forme définitive, prêt à être diffusé, la caméra de télévision en couleur se limite à fournir les trois signaux primaires E'_R, E'_V et E'_B résultant de l'analyse trichrome de l'image. Il faut donc associer à chaque caméra et plus généralement à chaque source de signaux d'analyse en couleurs (télécinéma, analyseur de diapositives, etc.), un codeur dont la fonction est d'élaborer, à partir des trois signaux primaires, un signal video composite conforme aux normes du système.

Le décodeur est l'appareil ayant la fonction inverse, c'est-à-dire qu'il permet de reconstituer les trois signaux primaires, rouge, vert et bleu, à partir du signal video composite.

Il convient de préciser la différence entre un décodeur et un récepteur video pour télévision en couleur. Celui-ci est muni d'un tube reproducteur trichrome et délivre une image. Le décodeur ne fournit que des signaux video et son utilisation n'est possible qu'associée à un oscilloscope de profil ou à un récepteur trois voies. Mais par contre, le décodeur est un appareil de contrôle précis permettant de vérifier la conformité des codages par comparaison des signaux décodés avec les signaux primaires.

2. Conception générale d'un codeur

La conception générale d'un codeur SECAM est indiquée par la figure 1.

Les trois signaux primaires précorrigés en gamma, E'_R, E'_V et E'_B, provenant de la source sont appliqués à une « matrice » c'est-à-dire à un ensemble de circuits élaborant trois combinaisons linéaires indépendantes de ces signaux.

Ces trois combinaisons sont :

a) le signal de luminance :

$$E'_Y = 0{,}3\ E'_R + 0{,}59\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$$

b) deux composantes de chrominance :

$$E'_R - E'_Y \quad \text{et} \quad E'_B - E'_Y.$$

Les signaux sortant de la matrice alimentent deux voies parallèles de luminance et de chrominance.

A un élément près, le circuit « anti-diaphotie » dont on verra plus loin l'utilité et le fonctionnement, la voie de luminance est un amplificateur linéaire muni d'une ligne à retard qui permet d'égaliser le retard de groupe de la luminance avec celui de la voie de chrominance.

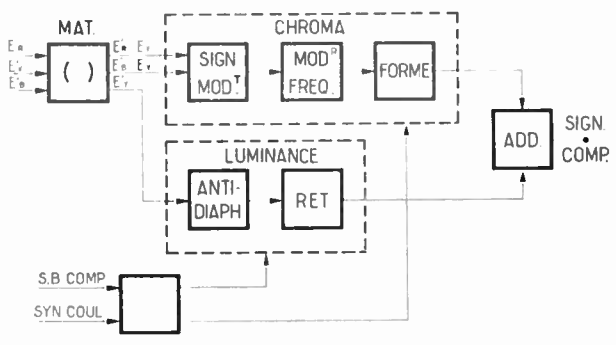


FIG. 1. — Schéma général du codeur SECAM.

La voie de chrominance a pour fonction d'élaborer la sous-porteuse de couleur qui est ensuite ajoutée à la luminance pour former le signal video composite.

Le signal video composite doit comprendre aussi, bien entendu, des signaux de synchronisation conformes aux normes. Ces signaux sont ajoutés à la luminance après avoir été élaborés à partir du « signal de base composite » émis par le générateur de synchronisation du centre.

3. La voie de chrominance

On peut distinguer les trois étapes suivantes à la transmission du signal par la voie de chrominance du codeur :

— Elaboration du signal modulant.
— Modulation de la sous-porteuse.
— Mise en forme de la sous-porteuse modulée.

3.1. Le signal modulant

Le schéma synoptique des circuits utilisés pour élaborer le signal modulant la sous-porteuse de couleur est illustré par la figure 2.

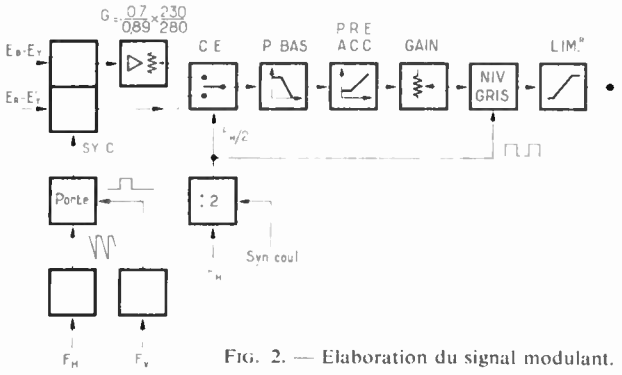


FIG. 2. — Elaboration du signal modulant.

Conformément au principe de base du SECAM, les deux signaux de couleur doivent être transmis séquentiellement. L'organe spécifique de la voie de chrominance du codeur est donc un commutateur électronique (C.E.) qui change d'état à chaque ligne et assure ainsi la transmission alternative des deux composantes de chrominance. Ce commutateur est commandé par un signal à demi-fréquence ligne obtenu à partir d'impulsions à fréquence ligne F_H à l'aide d'un diviseur 2. Ce diviseur est verrouillé en phase à l'aide d'un signal dit de synchronisation de couleur, à demi-fréquence ligne, distribué dans le centre. On assure ainsi le synchronisme entre tous les codeurs, ce qui est une condition nécessaire pour réaliser les mélanges et effets entre images.

On sait que les normes SECAM définissent les deux signaux de couleur transmis par les expressions :

$$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$$

et

$$D'_B = \quad 1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$$

et que l'excursion nominale est de 280 kHz pour la modulation par D'_R et 230 kHz pour la modulation par D'_B. Il convient donc que la voie transmettant le signal $E'_B - E'_Y$ au commutateur ait, par rapport à celle transmettant $E'_R - E_Y$, un gain :

$$G = -\frac{1.5}{1.9} \times \frac{230}{280}.$$

Le signal séquentiel de chrominance délivré par le commutateur doit subir ensuite, pour convenir à la modulation de la sous-porteuse, une mise en forme video comprenant :

• *a*) un filtrage limitant à 1,5 MHz environ le spectre des signaux de chrominance transmis,

• *b*) une préaccentuation video, conforme aux normes du SECAM,

• *c*) un décalage des tensions de gris. On désigne par « tension de gris » la composante continue correspondant à la valeur nulle de la chrominance. Il lui correspond, après modulation, la fréquence de repos de la sous-porteuse. On sait que, suivant les normes du SECAM, la fréquence de repos est égale à 4,250 MHz pour la transmission du signal D'_B et à 4,406 MHz pour D'_R. Il convient, sur le signal modulant, de décaler les niveaux de gris d'une différence de tension correspondant à cet écart de fréquence. Ce décalage est réalisé à l'aide d'un signal rectangulaire à demi-fréquence ligne, d'amplitude calibrée.

• *d*) Enfin le signal modulant doit subir une limitation agissant sur les crêtes d'amplitude trop importantes afin que la fréquence instantanée de la sous-porteuse se maintienne entre les limites 3,9 et 4,75 MHz fixées par les normes.

Une commande de gain permet le réglage exact des excursions de fréquence nominales.

Il est nécessaire de transmettre en outre par la voie de chrominance des signaux d'identification permettant au récepteur de reconnaître les lignes de l'image affectées à la transmission du signal D'_R de celles affectées à D'_B. Ces signaux d'identification sont transmis pendant une période de contrôle de 9 lignes incluse dans la suppression trame, à la suite de la période de transmission de la synchronisation trame.

On peut définir cette période de contrôle comme un échantillon de la future trame pendant lequel les signaux $E'_R - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$ atteignent la valeur négative limite.

Les signaux d'identification sont produits à partir d'un signal en forme de dents de scie négatives, à fréquence ligne qui se substitue pendant les périodes de contrôle aux signaux de chrominance $E'_R - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$ (en amont du commutateur électronique). Ces dents de scie sont ensuite écrêtées par le limiteur et deviennent ainsi des trapèzes. Les sens de modulation, inverses pour les deux signaux de chrominance, sont tels que le palier du trapèze correspond à la fréquence minimale 3,9 MHz pour les lignes D'_B et à la fréquence maximale 4,75 MHz pour les lignes D'_R.

3.2. Le modulateur

Le signal modulant, dont on vient de décrire la formation, alimente l'entrée de modulation d'un modulateur de fréquence qui élabore l'onde sous-porteuse.

Le schéma synoptique du modulateur de fréquence est illustré par la figure 3. Il apparaît sur cette figure que les circuits sont plus complexes que pour un modulateur de fréquence classique. Il est en effet nécessaire en premier lieu d'obtenir une fréquence de repos parfaitement stable pour chacune des deux composantes de chrominance ; de plus, pour une bonne compatibilité du signal SECAM, il faut que la phase de la sous-porteuse au début de chaque ligne soit fixée par rapport aux impulsions de synchronisation.

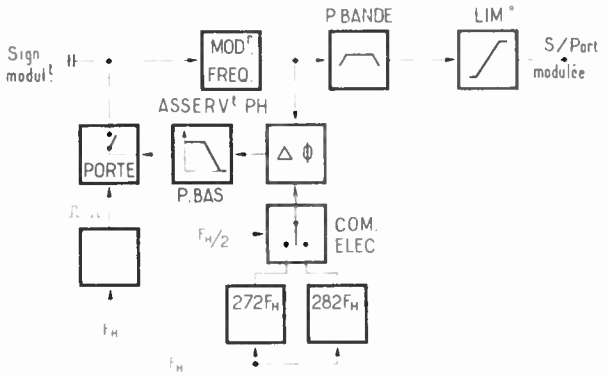


FIG. 3. — Modulateur et asservissement de phase.

On utilise à cette double fin une boucle d'asservissement en phase et deux oscillateurs de référence dont les fréquences sont respectivement égales à la fréquence de repos relative à D'_R, soit 282 F_H = 4, 406 MHz et à celle relative à D'_B, soit 272 F_H = 4, 250 MHz. Ces oscillateurs de référence ne sont pas des oscillateurs libres ; ce sont en réalité des filtres à quartz très sélectifs isolant respectivement l'harmonique 282 et 272 d'un signal à fréquence ligne. On obtient ainsi automatiquement un verrouillage en phase par rapport à la synchronisation ligne.

Un commutateur électronique, commandé en synchronisme avec celui du signal modulant, transmet alternativement l'une et l'autre des deux oscillations à l'entrée de référence du comparateur de phase de la boucle d'asservissement.

L'asservissement n'est bouclé que pendant les intervalles de suppression ligne, sinon en effet il agirait comme un court-circuit pour le signal modulant. Il y a donc une porte électronique placée en série dans la boucle et commandée par la suppression-ligne.

Le modulateur de fréquence est suivi d'un filtre de bande interdisant le passage direct du signal modulant et d'un limiteur clasique annulant toute modulation d'amplitude parasite qui pourrait être produite.

3.3. Mise en forme de la sous-porteuse

Avant addition à la luminance, la sous-porteuse doit subir une mise en forme comprenant des inversions de phase, une préaccentuation HF, une suppression-ligne et trame.

Les inversions de phase ont pour objet d'assurer la compatibilité conjointement à l'asservissement de phase décrit précédemment. Elles réduisent la visibilité de la sous-porteuse sur l'écran des récepteurs en noir et blanc en assurant une compensation optique entre trames et entre lignes au sein de chaque trame. Il est nécessaire d'inverser la phase une ligne sur trois, d'une part, et entre chaque trame, d'autre part. Ces inversions sont obtenues à l'aide de deux inverseurs électroniques successifs commandés l'un à partir des impulsions à fréquence trame F_V, par un diviseur par 2, l'autre à partir des impulsions à fréquence ligne F_H et par un diviseur par 3.

Un limiteur annule toute variation d'amplitude éventuelle pouvant provenir d'un mauvais équilibre des inverseurs de phase.

La préaccentuation HF, ainsi désignée par analogie avec la préaccentuation video pratiquée sur le signal modulant, constitue une mise en forme fondamentale de la sous-porteuse SECAM puisque, combinée avec la préaccentuation video, elle assure une protection contre le bruit, efficace tout en respectant les impératifs de la compatibilité. On sait qu'elle consiste en un filtrage ayant une caractéristique « anti-cloche » inverse de la courbe « en cloche » du circuit de désaccentuation HF du récepteur, celui-ci étant constitué par un circuit oscillant amorti.

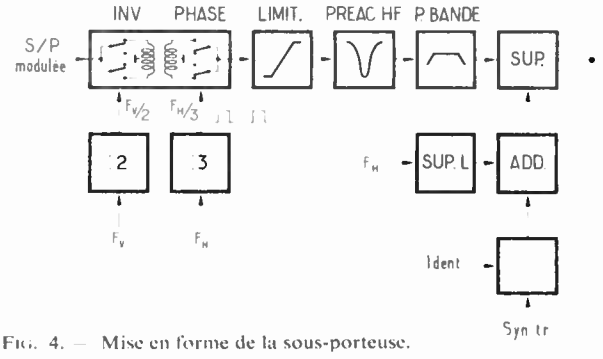


FIG. 4. — Mise en forme de la sous-porteuse.

Un filtre passe-bande est nécessaire pour arrêter les harmoniques de la fréquence sous-porteuse créés par les limiteurs, l'amplitude relative de ces harmoniques se trouvant exagérée du fait de la préaccentuation HF.

La dernière étape de la mise en forme HF est la suppression. Il est nécessaire, pendant la transmission des impulsions de synchronisations (de ligne et de trame) de supprimer la sous-porteuse qui serait susceptible de perturber le fonctionnement des circuits de balayage des récepteurs.

La suppression-ligne de la sous-porteuse a une durée plus courte que la suppression-ligne de luminance afin de ménager, avant le début de la durée active de ligne, un intervalle de garde pendant lequel la sous-porteuse est transmise avec sa fréquence de repos. Cet intervalle donne la possibilité d'effectuer à la réception la restitution de la composante continue des signaux de chrominance par un dispositif de calage ; il est, de plus, indispensable pour la protection contre le bruit, en raison de la constante de temps présentée par la désaccentuation video.

La suppression trame de la sous-porteuse doit, elle aussi, prendre fin avant la suppression trame de la luminance afin de permettre la transmission des signaux d'identification.

4. Circuit anti-diaphotie

Le canal de transmission occupé par la sous-porteuse étant inclus dans la bande passante allouée à la luminance, il y a nécessairement des composantes de luminance qui pénètrent dans la voie de chrominance du récepteur où elles se présentent comme un signal parasite susceptible de créer dans l'image un effet de diaphotie.

La protection intrinsèque de la sous-porteuse SECAM contre les interférences est suffisante pour que cette diaphotie ne soit pas gênante la plupart du temps. Cependant, sur certaines images, une mire de définition par exemple, ou une grille à barreaux verticaux présentant un certain écartement, il peut arriver que l'amplitude de la composante de diaphotie dépasse celle de la sous-porteuse. Il se produit alors à la réception le phénomène de « capture » propre à la modulation de fréquence ; on sait en effet qu'en modulation de fréquence, la protection se réduit brusquement lorsque l'amplitude des perturbations dépasse un certain niveau dit « seuil de protection ».

Il est donc important que ce seuil ne soit pas franchi du fait de la diaphotie. Il est utilisé à cette fin, dans la voie luminance du codeur, un circuit dit d'« anti-diaphotie » qui doit agir selon le programme suivant :

1. Comparer à tout instant l'amplitude de la diaphotie à celle de la sous-porteuse ;

2. En cas d'alerte, c'est-à-dire si la diaphotie approche de trop près le seuil de protection, réduire la valeur relative de la composante de diaphotie.

On peut envisager pour cela soit d'accroître la sous-porteuse momentanément, soit de réduire en valeur absolue la composante de diaphotie. La deuxième solution semble préférable.

Le fonctionnement d'un tel circuit anti-diaphotie est indiqué par la figure 5.

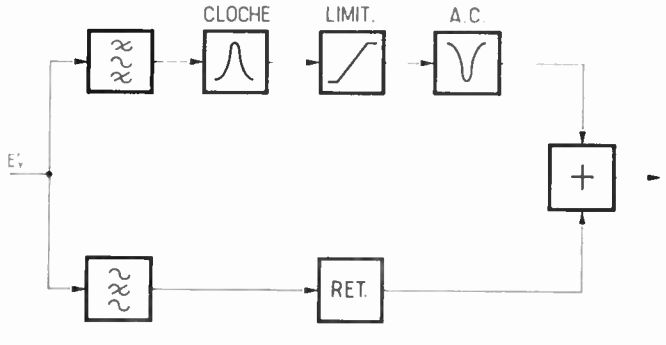


FIG. 5. — Circuit anti-diaphotie.

A l'entrée du circuit sont placés deux filtres complémentaires, passe-bande et coupe-bande alimentant deux voies aboutissant à un additionneur. La voie du passe-bande comprend successivement un circuit cloche, c'est-à-dire une désaccentuation HF identique à celle des récepteurs, un limiteur, et un circuit anti-cloche de caractéristique inverse du circuit cloche. La voie du filtre coupe-bande ne comprend qu'une ligne à retard égalisatrice. En faisant abstraction du limiteur, l'ensemble du circuit transmet fidèlement le signal de luminance appliqué à l'entrée. Le limiteur n'intervient que lorsque l'amplitude qu'il reçoit dépasse son seuil.

On notera que ce limiteur transmet exactement la composante de diaphotie que reçoivent les limiteurs des démodulations des récepteurs. Pour éviter tout effet de capture dans les récepteurs, il suffit donc de régler correctement le seuil du limiteur du circuit antidiaphotie.

Ce limiteur n'intervient en pratique que très rarement, aussi ce circuit anti-diaphotie n'a-t-il pas d'effet appréciable sur la définition de la luminance, contrairement à une trappe qui serait insérée en permanence.

5. Description du décodeur

Le décodeur (fig. 6) comporte également une voie de luminance et une voie de chrominance, cependant, à la réciproque du codeur, ces deux voies sont attaquées en parallèle par le signal video composite et elles alimentent une matrice de sortie.

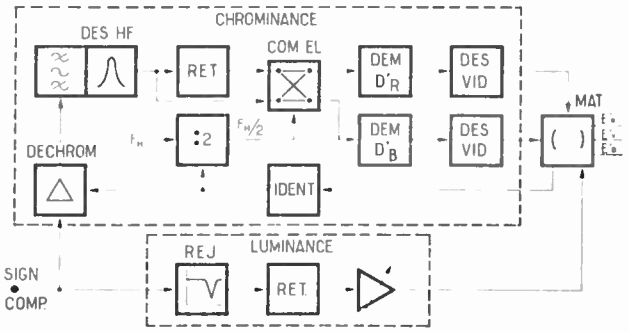


FIG. 6. — Schéma du décodeur SECAM

La voie de luminance est linéaire. Elle comporte essentiellement un circuit réjecteur qui atténue la sous-porteuse à un niveau où elle n'est plus gênante dans le signal de sortie, et une ligne à retard égalisatrice du retard de groupe de la luminance et de la chrominance.

Le décodage SECAM proprement dit s'effectue dans la voie de chrominance.

La sous-porteuse est séparée de la luminance par un filtre passe-bande et, après amplification dans un étage dit « déchromatiseur » dont le fonctionnement sera décrit plus loin, subit la désaccentuation HF (courbe en cloche). Cette désaccentuation a pour effet de réduire le bruit et d'éliminer la modulation d'amplitude produite par la préaccentuation HF du codeur. On obtient ainsi l'oscillation sous-porteuse avec sa modulation de fréquence pure. Cette onde est alors appliquée aux deux organes fondamentaux du décodage SECAM : la ligne à retard et le commutateur électronique.

La ligne à retard impose au signal un retard égal à une période de balayage ligne soit 64 μs.

Le commutateur assure l'aiguillage de la sous-porteuse directe et retardée vers deux démodulateurs affectés respectivement aux signaux D'_R et D'_B de

sorte que chacun de ces démodulateurs reçoit en permanence le signal qui lui est propre. A cette fin, le commutateur est commandé à demi-fréquence ligne et il doit en outre être mis en bonne phase par rapport au commutateur d'émission ; c'est le rôle des circuits d'identification qui seront décrits plus loin.

Les signaux obtenus après démodulation subissent une désaccentuation video, inverse de la préaccentuation video du codeur. On obtient ainsi les composantes de chrominance qui, combinées avec la luminance dans la matrice de sortie, permettent de reconstituer les trois signaux primaires.

6. Déchromatiseur et identification

Le déchromatiseur a pour fonction de couper la voie chromatique lorsqu'on applique au décodeur des signaux de télévision en noir et blanc.

L'identification doit, ainsi qu'on l'a dit, assurer une phase correcte au commutateur électronique.

On va décrire une méthode avantageuse qui consiste à combiner ces deux fonctions dans un circuit unique.

En se reportant à la figure 7, on voit que l'amplificateur déchromatiseur est commandé par une bascule bistable.

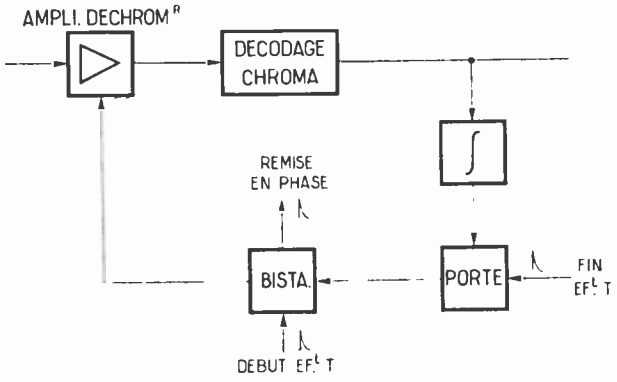


FIG. 7. — Dispositif d'identification.

On désignera par « état 1 » l'état de la bascule qui fait conduire l'amplificateur déchromatiseur et « état 0 » celui qui le bloque. Quel que soit son état précédent, la bascule est remise sur son état 1 au début de chaque période d'effacement trame. Il en résulte que la détection des signaux d'identification SECAM, qui sont transmis pendant l'effacement trame, est toujours assurée.

Après détection (et intégration), les signaux d'identification sont utilisés pour commander une porte. Trois cas sont alors à considérer :

a) les signaux d'identification sont présents et le commutateur du récepteur est sur la phase correcte. Dans ces conditions, la polarité des signaux d'identification détectée est telle que la porte est bloquée.

b) la phase du commutateur est incorrecte,

c) il s'agit d'une émission en noir et blanc et il n'y a pas de signaux d'identification.

Dans ces deux derniers cas, la porte reste passante.

Dans le premier cas, la porte étant bloquée, la bascule est maintenue en permanence dans l'état 1 et la réception en couleur est assurée.

Dans le deuxième et le troisième cas, la porte transmet, en fin de suppression trame, une impulsion qui a pour effet de mettre la bascule dans l'état 0. On obtient ainsi la « déchromatisation » pour toute la durée active de la trame suivante. De plus le retour à l'état 0 de la bascule produit l'inversion de la phase du commutateur.

Lorsqu'on est dans le deuxième cas (phase du commutateur incorrecte), cette phase sera ainsi inversée et par suite rendue correcte et, à partir de la trame suivante, la réception en couleur sera assurée.

Lorsqu'on est dans le troisième cas (absence de signaux de couleur), le processus se répète à chaque trame et la déchromatisation est assurée pendant les durées actives de trame.

7. Conclusion

La présente description montre que le système SECAM permet de réaliser des circuits de codage particulièrement simples et dont la stabilité — conforme aux normes — est obtenue aisément sans aucun recours à des artifices techniques, de sécurité douteuse.

On remarquera en outre que les signaux de synchronisation, distribués dans les centres de production, et qui sont bien entendu nécessaires au codage, n'ont pas besoin — dans le cas du SECAM — d'être plus précis que pour le « noir-et-blanc ».

Distorsion par phase différentielle dans le système de télévision en couleur SECAM

PAR

Z. SOBOTKA,

Ingénieur C. Sc.
Institut de Recherches des Radiocommunications Prague

Dans le système SECAM, la distorsion due à la phase différentielle se manifeste lors des transitions de luminance, l'importance de cette distorsion est inversement proportionnelle à la durée de ces transitions, si l'on ne tient pas compte, dans le décodeur, des filtres que traverse le signal de chrominance. Pour des transitions de luminance brèves, les corrections HF (mise en forme HF, cloche) et video (désaccentuation) agissent dans une mesure importante pour diminuer la distorsion.

1. Introduction

Le défaut principal du système de télévision en couleur NTSC est la sensibilité importante du signal à la distorsion par phase différentielle prenant naissance dans le canal de transmission, surtout lors de la transmission à longue distance ou dans l'enregistrement magnétique. Le système SECAM est le premier système qui apporte une solution réussie à l'ensemble des problèmes de la phase différentielle — en donnant en même temps des paramètres généraux comparables à ceux du système NTSC. Partant des mêmes principes fondamentaux que le NTSC (principe de luminance constante, principe du mélange des fréquences élevées « mixed highs »), le principe du codage diffère essentiellement. Le système SECAM possède deux marques caractéristiques fondamentales : la transmission séquentielle des signaux de chrominance dans la séquence des lignes et la modulation en fréquence de la sous-porteuse de couleur.

L'action de la phase différentielle se manifeste très différemment dans le cas du signal SECAM et du signal NTSC (éventuellement PAL). Tandis que, dans le système NTSC, la teinte d'une large plage colorée dépend — sous l'influence de la phase différentielle — de la valeur du signal de luminance, la phase différentielle — dans le système SECAM — ne se fait sentir qu'au cours de la variation du signal de luminance. Ceci est dû au fait que les circuits de décodage de chrominance dans les systèmes NTSC et PAL sont sensibles à la phase ; par contre, dans le système SECAM, les circuits de décodage démodulent suivant la fréquence de la sous-porteuse de couleur.

Dans le système NTSC, la phase de référence du signal de chrominance est transmise sur le niveau des signaux de suppression, tandis que la phase du signal de chrominance — sous l'influence de la phase différentielle — est influencée par le niveau du signal de luminance. Pour ne pas arriver à une distorsion exagérée des couleurs, on a vérifié expérimentalement que la valeur maximale admissible de la phase différentielle devait être de 5° (voir le Document CCIR XI/24, avril 1962).

Si un canal de transmission a une distorsion de phase différentielle, la variation de couleur non désirée se produit, dans le système NTSC (PAL), lorsque le signal de luminance varie. La variation des couleurs ne dépend pas, cependant, de la vitesse de changement du signal de luminance, car — dans le circuit de décodage NTSC — on évalue la phase du signal de chrominance dont le changement cause la variation de la teinte de couleurs.

Le circuit de décodage SECAM évalue — à l'aide de détecteurs de fréquence — la fréquence du signal de chrominance. Puisque la fréquence est la dérivée de la phase par rapport au temps, la variation non désirée de couleur dans le système SECAM est proportionnelle à la vitesse du changement du signal de luminance (inversement proportionnelle au temps de

transition de luminance). Remarquez que la variation de couleur ne survient que justement pour les transitions de luminance, tandis que — dans le système NTSC — celle-ci arrive dans les larges plages. Etant donné que la variation de luminance est, généralement, accompagnée d'une variation de couleur, on peut supposer, même par cette simple considération, que l'influence nuisible de la phase différentielle sera plus petite dans le système SECAM que dans le système NTSC.

2. Notions fondamentales

Suivons de plus près l'influence de la phase différentielle dans le système SECAM. Superposons la sous-porteuse de couleur non-modulée au signal de luminance Y. La phase θ de la sous-porteuse, ou bien son décalage de phase sous l'influence de la phase différentielle, peut s'exprimer comme fonction du signal de luminance $Y(t)$

$$\theta = \theta(Y)$$

La variation du signal de luminance fait apparaître une déviation de fréquence $\Delta f_d(t)$

$$\Delta f_d = \frac{1}{2\pi}\frac{d\theta}{dt}.$$

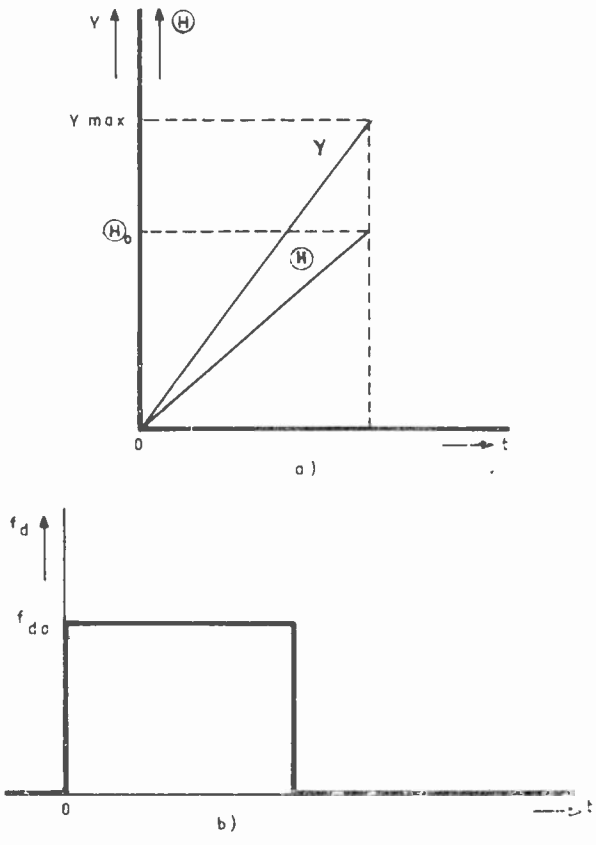


FIG. 1. — Variation de phase et de fréquence de la sous-porteuse de chrominance.

a) variation du signal de luminance Y et variation de phase ainsi produite.

b) variation de fréquence correspondante.

Considérons que le signal de luminance varie linéairement en fonction du temps. Soit τ_L le temps de variation. Puis, supposons la variation maximale du signal de luminance (du noir jusqu'au blanc) ce qui constitue le cas le plus défavorable pour la variation de couleurs. Dans ces hypothèses, soit $\theta(Y_{min}) = 0$, $\theta(Y_{max}) = \theta_0$, comme indiqué sur la figure 1.

En partant de la relation précédente, nous déterminons la déviation de fréquence

$$\Delta f_{d_0} = \frac{1}{2\pi}\frac{\theta_0}{\tau_L}$$

qui se produit avec la transition de luminance. La plus grande déviation de fréquence, c'est-à-dire aussi la plus grande amplitude à la sortie du détecteur de fréquence, est obtenue pour la transition de luminance la plus courte.

Si nous prenons en considération l'excursion nominale de fréquence ± 280 kHz (SECAM 3B), on voit, d'après la formule précédente, que la distorsion en couleur sur les transitions verticales de luminance, causée par la phase différentielle, serait considérable, à moins que l'on insère, dans le dispositif de décodage, des circuits supprimant cette distorsion. Tous les circuits qui limitent la bande de fréquence dans le canal de chrominance, prennent part à la diminution de l'influence de la phase différentielle.

On examinera successivement les filtres différents que traverse le signal de chrominance dans le décodeur et l'on suivra leur effet sur la distorsion de phase différentielle.

2.1. INFLUENCE DE FILTRE PASSE-BAS A LA SORTIE DU CANAL DE CHROMINANCE.

La durée de l'impulsion non-désirée à la sortie du détecteur de fréquence correspond au temps de transit du signal de luminance. La largeur de la bande avec laquelle on transmet le signal de luminance dépasse plusieurs fois la bande passante du filtre passe-bas inséré à la sortie du canal de chrominance. Si une impulsion rectangulaire, d'amplitude unité, ayant la durée τ_L passe par un filtre passe-bas idéal (rectangulaire) à fréquence limite ω_M, on aura, à la sortie du filtre, une impulsion dont la forme est déterminée par la relation (1):

$$G(t) = \frac{1}{\pi}\left\{S_i(\omega_M t) - S_i[\omega_M(t-\tau_L)]\right\}. \qquad (1)$$

L'allure de cette fonction est déterminée (sans respecter la constante de multiplication) par la différence entre la course représentative du sinus-intégral (voir fig. 2) et de la même courbe décalée de τ_L. Par la diminution de la durée τ_L de l'impulsion à la sortie du détecteur de fréquence, on diminue également la largeur de l'impulsion à la sortie du filtre passe-bas jusqu'à ce que l'on arrive au cas où l'amplitude de l'impulsion commence à diminuer car l'impulsion ne peut plus atteindre sa valeur de crête.

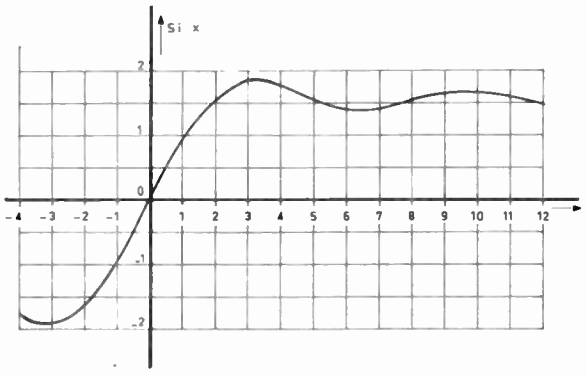


FIG. 2. — Fonction sinus intégral.

Examinons justement cette diminution de l'amplitude.

La valeur $\omega_M t$, pour laquelle on obtient la valeur extrême de la fonction précédente, sera déterminée par l'équation

$$\frac{\sin \omega_M t}{\omega_M t} = \frac{\sin \omega_M (t-\tau_L)}{\omega_M (t-\tau_L)}.$$

La solution de celle-ci peut se faire d'une façon graphique à l'aide du décalage mutuel de $\omega_M \tau_L$ entre les mêmes fonctions sin $\omega_M t/\omega_M t$ où la valeur cherchée $\omega_M t$ peut se lire comme la coordonnée de leur intersection. En substituant le $\omega_M t$, ainsi déterminé, dans l'équation initiale (1), on trouve le maximum de l'impulsion comme fonction du produit de la largeur de bande du filtre passe-bas et de la durée de l'impulsion. Cette relation est présentée sur la figure 3. (Dans le cas qui nous intéresse, il ne convient

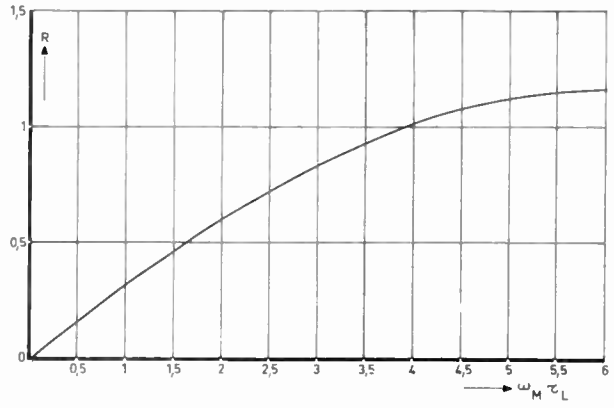


FIG. 3. — Diminution relative de l'amplitude de l'impulsion comme fonction du produit de la bande passante et de la durée de l'impulsion.

$$R = [G(t)]_{max} = \left[\frac{1i}{2\pi}\right\} \mathrm{Si}(\omega_M t) - \mathrm{Si}[\omega_M (t-\tau_L)]\left\{\right]_{max}$$

pas de considérer ce diagramme pour $R > 1$, car cela correspond à la suroscillation de l'impulsion). Il est évident que le filtre passe-bas diminue — sous certaines conditions — l'amplitude du signal perturbateur dans le canal de chrominance, autrement dit, il se manifeste par une diminution fictive de la déviation fréquentielle originale nuisible, laquelle sera notée $\Delta f_{d_{or}}$

$$\Delta f_{d_{or}} = \frac{1}{2\pi} R \frac{\theta_0}{\tau_L}.$$

Voyons maintenant, comment la déviation fictive de fréquence $\Delta f_{d_{or}}$ va varier en fonction de la durée de la transition de luminance. La relation $R = R(\omega_M \tau_L)$, présentée sur la figure 3, peut être considérée comme linéaire pour des petites valeurs de $\omega_M \tau_L$, au moins avec une précision satisfaisante :

$$R = k_1 \omega_M \tau_L ; \qquad k_1 = 0{,}322.$$

Dans ces conditions, nous pouvons exprimer la relation précédente pour $\omega_M \tau_L < 3{,}1$ par

$$f_{d_{or}} = \frac{0{,}322}{2\pi} \omega_M \theta_0$$

d'où il est évident que le signal perturbateur de couleurs, pour des transitions rapides de luminance, ne dépend pas — sous l'influence du filtre à la sortie du canal de chrominance — de la vitesse de la variation du signal de luminance. En comparant les déviations fictives de fréquence, causées par la phase différentielle, à l'excursion nominale de fréquence pour les couleurs saturées, nous pouvons exprimer l'importance du signal perturbateur en décibels.

Prenons un exemple numérique. Soit $\tau_L = 0{,}1$ µs, le temps de transition de luminance, $\theta_0 = 20°$, la phase différentielle, $f_M = 1$ MHz la fréquence limite du filtre passe-bas. La déviation fictive de fréquence produite sera

$$\Delta f_{d_{or}} = \frac{1}{2\pi} R \frac{\theta_0}{\tau_L} = 100 \text{ kz},$$

ce qui est une valeur considérable par rapport à l'excursion nominale de fréquence pour les couleurs saturées.

2.2. Influence de la mise en forme (cloche)

Considérons séparément l'influence de la correction HF (mise en forme, cloche) sur la distorsion par phase différentielle. Sur la figure 4, on a représenté une partie du dispositif de codage (transmission entre points A, C) ainsi qu'une partie du dispositif de décodage (transmission entre points D, K). La transmission du point C vers le point D représente les éléments de transmission par lesquels passe le signal complet codé.

L'insertion de la correction HF dans le canal de transmission est — selon les auteurs du système SECAM — un circuit qui sert à améliorer la compatibilité et grâce auquel on accepte le compromis entre la visibilité de la structure ponctuelle, causée par la sous-porteuse de couleur, et les propriétés de bruit du système. Une motivation analogue est trouvée dans d'autres articles théoriques concernant le système SECAM.

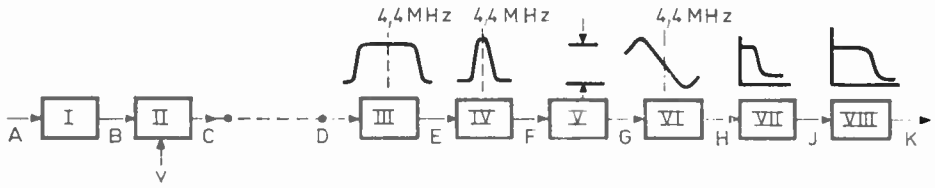


FIG. 4. — Partie du dispositif de codage et de décodage SECAM : A sous-porteuse de chrominance modulée en fréquence par signaux différentiels chromatiques ; *Y* signal de luminance ; *A-C* partie du dispositif de codage ; *C-D* voie de transmission ; *D-K* partie du dispositif de décodage ; I correction HF ; II circuit additif pour le signal de luminance et celui de chrominance III filtre passe-bande pour la séparation du signal de couleurs à partir du signal total de télévision ; IV correction HF dans le décodeur ; V limiteur d'amplitude ; VI détecteur fréquentiel ; VII correction d'image ; VIII filtre passe-bas.

La correction HF, dans le dispositif de codage, supprime sensiblement la sous-porteuse de couleur pour des couleurs peu saturées. Du côté récepteur, le signal de chrominance (après séparation à partir du signal complet codé par un filtre passe-bande) traverse de nouveau la correction HF dont la caractéristique d'amplitude est inverse de celle de la correction HF utilisée dans le dispositif de codage. La caractéristique d'amplitude de la correction HF, utilisée dans le décodeur, est représentée à la figure 5.

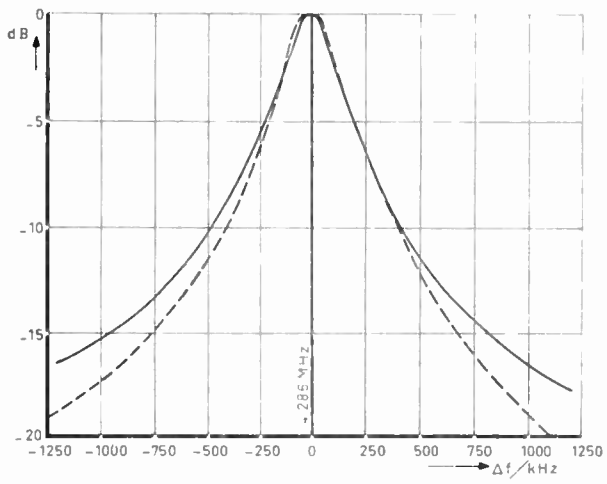


FIG. 5. — Correction HF dans le dispositif de décodage SECAM (SECAM 3*B*).

Si nous suivons la transmission du signal de chrominance lui-même, en partant du point *A* vers le point *F* dans la figure 4, il est clair que la caractéristique d'amplitude du canal de transmission dans la bande transmise de chrominance est droite, car les effets des deux corrections HF s'annulent; autrement dit, la correction HF n'a pas d'influence sur la transmission du signal de chrominance.

La distorsion différentielle prend naissance dans les éléments de transmission, où l'on transmet le signal total de télévision, c'est-à-dire où le signal de chrominance est superposé à celui de luminance (transmission entre points *C* et *D* de la figure 4). La sous-porteuse de couleur qui est modulée en fréquence par l'effet de la distorsion de phase différentielle, passe par un filtre passe-bande ainsi que par la correction HF (cloche). Vu les bandes passantes réalisées par le filtre passe-bande et par la correction HF, on peut prendre en considération — lors de l'étude de l'influence de la phase différentielle — la correction HF seulement, tandis que l'effet du filtre passe-bande peut être négligé.

Si nous admettons que la distorsion due à la phase différentielle est une conséquence de la variation linéaire de la phase en fonction du temps, la tâche nous incombe d'examiner l'influence de la correction HF dans le décodeur sur la variation par sauts de la fréquence de la sous-porteuse de chrominance. La correction HF dans le décodeur sera exprimée — par approximation — par un circuit simple accordé (dans la figure 5 représenté en ligne tiretée).

Le problème, qui est à résoudre maintenant, est représenté sur la figure 6. A un modulateur idéal de fréquence, on applique à l'instant $t = 0$ un saut unitaire de tension qui a comme conséquence une variation brusque de la fréquence de ω_A à ω_B. Le filtre passe-bande produit une distorsion en fréquence du signal modulé. Cette distorsion sera évaluée par un détecteur idéal de fréquence. Ce problème a été résolu avec plus ou moins de succès par plusieurs auteurs qui — dans la plupart des cas — formulent le saut de fréquence du point de vue mathématique à l'aide de la modulation en amplitude et réalisent le calcul à l'aide de la transformation de Laplace. Vu la complexité et l'incommodité du calcul, les expressions analytiques de la réponse (la tension de sortie du détecteur de fréquence dans la figure 6) ne sont connues que pour des circuits simples accordés ou pour plusieurs circuits simples accordés séparés les uns des autres par des amplificateurs en supposant un facteur de surtension (Q) assez élevé dans les circuits, ou bien pour un filtre passe-bande idéal (caractéristique rectangulaire en amplitude). Pour

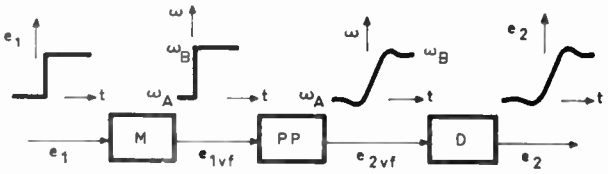


FIG. 6. — Passage d'un saut de fréquence par le filtre passe-bande.

certains cas concrets de filtres passe-bande plus compliqués, les réponses ont été obtenues à l'aide de machines mathématiques. Appliquons les résultats présentés dans [5], où on a résolu la réponse pour un circuit simple accordé, en admettant un Q élevé ce qui correspond, avec une précision suffisante, au problème que nous examinons.

Le saut de fréquence de ω_A à ω_B sera remplacé par deux sources de tension $e_A = \cos(\omega_A t + \phi_0)$ et $e_B = \cos(\omega_B t + \phi_0)$, et, en même temps, un interrupteur, inséré devant le circuit accordé examiné, assurera la commutation dudit circuit accordé à l'instant $t = 0$ de la tension e_A à la tension e_B. Si

la phase de ces deux tensions est la même à l'instant $t = 0$, cet équivalent est complètement justifié. Vu la linéarité du quadripôle examiné, la tension à la sortie de celui-ci est déterminée par la superposition des tensions provoquées par e_A et e_B.

La tension à la sortie du circuit accordé peut s'exprimer sous la forme :

$$e_{2vf} = A \cos(\omega_0 t + \phi) = 0{,}5\,(E_{2vf} + E^*_{2vf})$$

où A et ϕ sont fonctions du temps,

ω_0 correspond à la fréquence de résonance du circuit accordé, $E_{2vf} = A \exp[j(\omega_0 t + \phi)]$,

E^*_{2vf} est la valeur complexe conjuguée de E_{2vf}.

La réponse cherchée (la tension de sortie du détecteur idéal de fréquence) est directement proportionnelle à la déviation de fréquence instantanée ω_d de la tension e_{2vf} :

$$2\pi f_d = \omega_d = \frac{d\phi}{dt} = I_m\left[\frac{1}{E_{2vf}}\frac{dE_{2vf}}{dt}\right] - \omega_0.$$

Si nous exprimons la transmission du circuit accordé en parallèle qui est atténué par une résistance parallèle R, sous la forme (la relation approchée est valable pour les Q assez élevés) :

$$N(p) = \frac{2\alpha p}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \beta^2} \doteqdot \frac{\alpha}{p + \alpha + j\beta}$$

où

$$\alpha = \frac{1}{2RC}\ , \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2} \doteqdot \sqrt{\frac{1}{LC}} = \omega_0 = 2\pi f_0\ ,$$

la tension sur ce circuit, sous l'influence de la variation brusque de fréquence de $\omega_A = 2\pi f_A$ à $\omega_B = 2\pi f_B$, est la suivante :

$$E'_{2vf} = \frac{\exp(jx_2\theta)}{1 + jx_2} + \left(\frac{1}{1 + jx_2} - \frac{1}{1 + jx_1}\right)\exp(-j\theta)\ .$$

Dans cette relation, les substitutions suivantes sont utilisées pour la normalisation ± 1 de la bande transmise (à 3 dB) $B = \alpha/2\pi$ par le circuit accordé et pour le décalage de l'origine de l'échelle des fréquences vers le centre du circuit accordé :

$$x_1 = \frac{\omega_A - \omega_0}{\alpha}\ ; \quad x_2 = \frac{\omega_B - \omega_0}{\alpha}\ ,$$

$$\theta = \alpha t = \pi B t\ ; \quad E'_{2vf} = E_{2vf} \exp(-\omega_0 t - \phi_0)\ .$$

En considérant le saut de fréquence allant de la fréquence de résonance du circuit accordé, à savoir de la fréquence $f_A = f_0$ vers la fréquence f_B ($x_1 = 0$, $x_2 = x$), on trouve la réponse dans la forme :

$$\frac{f_d}{f_B - f_0} = \frac{1 + [x \sin(x\theta) - \cos(x\theta)]\exp(-\theta)}{1 + x^2 \exp(-2\theta) + 2x \sin(x\theta)\exp(-\theta)}\ .$$

Cette relation est représentée à la figure 7. Pour un saut de fréquence symétrique par rapport à la fréquence de résonance du circuit accordé ($x_1 = -x$, $x_2 = x$) la réponse prend la forme :

$$\frac{f_d}{f_B - f_A} = \frac{(1 + x^2)[1 - 2\cos(x\theta)\exp(-\theta)]}{1 + x^2 + 4x^2 \exp(-2\theta) + 4x[\sin(x\theta) - x\cos(x\theta)]\exp(-\theta)}\ ,$$

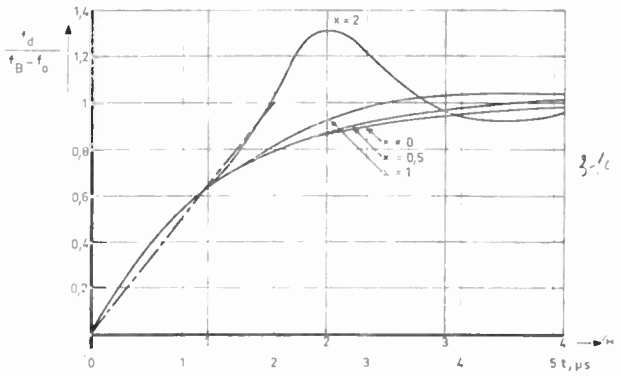


FIG. 7. — Réponse du circuit simple accordé à un saut de fréquence commençant sur la fréquence de résonance du circuit accordé.
f_n—f_0 saut de fréquence ; B largeur de bande du circuit accordé :

$$x = \frac{2(f_n - f_0)}{B} \qquad \theta = \pi B t$$

qui est représentée à la figure 8. Sur les figures 7 et 8, on voit également les échelles de temps en μs lesquelles répondent à l'approximation du circuit de correction HF par le circuit accordé sur $B = 250$ kHz, avec le $Q = 17{,}1$.

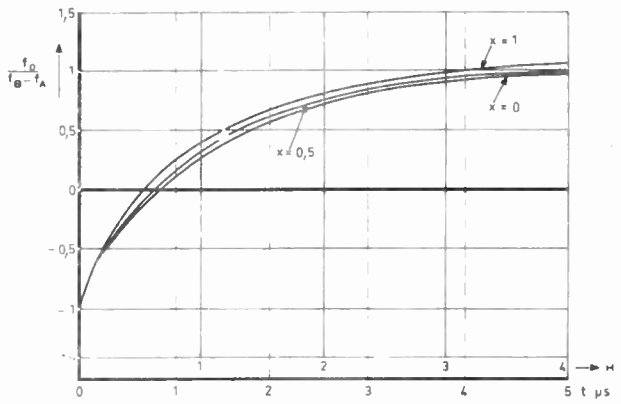


FIG. 8. — Réponse du circuit simple accordé au saut de fréquence qui est symétrique par rapport à la fréquence de résonance du circuit accordé.

$$x = \frac{f_n - f_0}{B} \qquad \theta = \pi B t$$

Dans le cas considéré, il est justifié de supposer que les variations brusques de fréquence causées par la phase différentielle sont petites par rapport à la bande passante B qui traverse la correction HF. En tout cas, nous pouvons admettre $0 \leqslant x < 1$, valeurs pour lesquelles les allures dans les figures 7 et 8 ne diffèrent pas sensiblement.

Les allures de la réponse dépendent d'une part de l'importance du saut de fréquence $f_A - f_B$, et, d'autre

part, des fréquences f_A et f_B par rapport au centre de la bande de la correction HF, la réponse temporelle ne devant pas nécessairement être la même, s'il s'agit du saut de f_A vers f_B ou bien de f_B vers f_A. Notre tâche devrait alors être de chercher une telle réponse en fonction des fréquences f_A, f_B (la différence $f_A - f_B$ exprimant l'influence de la phase différentielle, la fréquence f_A étant fonction de la couleur transmise), fréquences pour lesquelles la réponse temporelle peut atteindre, rapidement la valeur stationnaire ; c'est le cas, où l'influence de la phase différentielle serait le moins supprimée. Il serait très laborieux d'examiner ladite relation, on peut alors se contenter des résultats présentés sur les deux diagrammes indiqués.

Pour un calcul d'orientation, on adopte l'approximation de la réponse temporelle par une ligne droite, comme elle est tracée dans la figure 8 en tireté.

$$\frac{f_d}{f_B - f_A} = k_2 \tau_L \text{ [Hz, s] pour } \tau_L \leqq 2\ \mu\text{s}$$

où $f_B - f_A = \Delta f_{d0}$, $k_2 = 0{,}5.10^6$, τ_L étant le temps de transition de luminance.

Alors, si nous ne considérons, dans le dispositif de décodage, que l'influence de la correction HF sur la distorsion par phase différentielle, la déviation perturbatrice de fréquence prend la valeur

$$\Delta f_{d_0 d} = f_d \doteqdot 0{,}5 \cdot 10^6 \cdot \Delta_{d_0} \cdot \tau_L = 0{,}5 \cdot 10^6 \frac{1}{2\pi} \frac{\theta_0}{\tau_L} \tau_L$$

$$= \frac{\theta_0}{4\pi} 10^6 \text{ [Hz, rd]} .$$

Avec l'approximation considérée, la correction HF fera que la tension perturbatrice provoquée par la phase différentielle ne dépendra pas de la durée de la transition de luminance, à condition que celle-ci soit plus courte que 2 μs ; à savoir, pour des transitions rapides de luminance, la correction HF abaisse considérablement la distorsion provenant de la phase différentielle.

2.3. Influence de la correction vidéo (désaccentuation)

L'insertion de la correction vidéo (la préaccentuation dans le dispositif de codage et la désaccentuation dans celui de décodage) dans le canal de transmission dans le système Secam est motivée d'une façon semblable à celle de l'insertion de la correction HF : les auteurs du système indiquent l'amélioration des conditions de bruit. Pour le signal de chrominance transmis, l'action de la correction vidéo dans le dispositif de codage et dans celui de décodage se compense mutuellement. Pour le signal distordu sous l'effet de la phase différentielle, la correction d'image ne se fait sentir que dans le dispositif de décodage. Dans les normes du système Secam 3B, la correction vidéo est déterminée par la caractéristique d'amplitude (pour le gain), exprimée en décibels par rapport aux fréquences très basses :

$$g = 10 \lg_{10} \frac{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{3f_1}\right)^2}, \quad \text{où } f_1 = 85 \text{ kHz} .$$

Le signal de chrominance passe par un filtre ayant la caractéristique d'amplitude définie ci-dessus, avant d'entrer dans le modulateur de fréquence du dispositif de codage. Il est évident que, pour compenser la caractéristique d'amplitude dans le canal tout entier, il est nécessaire d'insérer, derrière le détecteur de fréquence dans le décodeur, un quadripôle ayant une fonction de transfert

$$P_d(p) = \frac{1 + \tau_1 p}{1 + 3\tau_1 p}, \qquad \text{où } \tau_1 = \frac{1}{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 85} 10^{-3} \text{ s}$$

Suivons encore séparément l'influence de la correction vidéo sur la phase différentielle, si celle-ci varie linéairement en fonction du temps, sous l'effet de la transition de luminance : c'est le cas où le changement brusque de la tension représente la tension de sortie du détecteur de fréquence. En prenant ce changement brusque comme unité, on obtient — à la sortie de la correction d'image — la tension

$$e_{ok}(t) = L^{-1}\left\{\frac{1}{p} \frac{1 + \tau_1 p}{1 + 3\tau_1 p}\right\} = 1 - \frac{2}{3} \exp\left(-\frac{t}{3\tau_1}\right) .$$

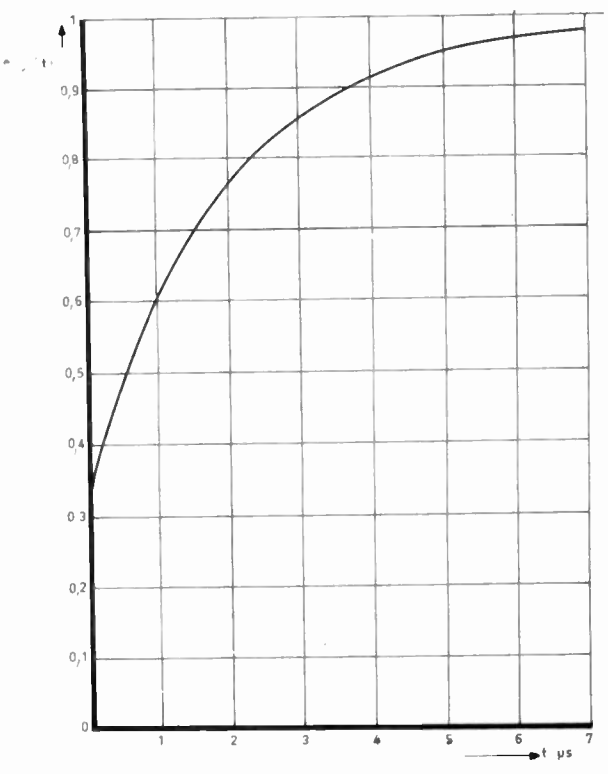


Fig. 9. — Réponse temporelle à un saut unitaire de tension, présentée par le filtre de correction d'image dans le décodeur.

Cette relation est représentée à la figure 9. On y voit que, dans le cas le plus favorable, le circuit de correction vidéo ne peut abaisser la distorsion provoquée par la phase différentielle qu'à la valeur d'un tiers.

2.4. Phase différentielle admissible

Si l'on ne prenait pas en considération — dans le système Secam — la présence des filtres par lesquels passe le signal de chrominance, la distorsion par phase différentielle lors des transitions de luminance serait considérable, de sorte que — lors d'une évaluation détaillée — on arriverait vraisemblablement à la conclusion que le système Secam, tellement idéalisé, serait plus sensible (à savoir, la phase différentielle admissible serait plus petite) que le système NTSC. Mais, grâce aux filtres, la situation change essentiellement. Si nous comparons les résultats précédents (fig. 3, 7, 8 et 9) nous pouvons constater que le filtre passe-bas à la sortie du canal de chrominance exerce une influence négligeable sur la diminution de la distorsion de couleur causée par la phase différentielle, par rapport à la correction HF et à la correction vidéo.

Pour des transitions de luminance très brèves, la distorsion de couleur provenant de la phase différentielle se trouve considérablement réduite par l'effet de la correction HF, la correction vidéo réduisant la distorsion à un tiers environ. Dans le cas des transitions de luminance, ayant quelques μs de durée, l'influence de la correction HF et celle de la correction vidéo sont comparables.

Si nous voulions suivre simultanément l'action de la correction HF et celle de la correction vidéo, ou également les actions du filtre passe-bande et du filtre passe-bas sur la distorsion due à la phase différentielle, nous ne pourrions pas simplement additionner linéairement les résultats précédents, mais il serait nécessaire d'effectuer une analyse complète, analyse qui est — dans l'état actuel des méthodes — pratiquement insoluble ; on peut même douter que l'on arrive à des connaissances nouvelles. par les résultats ainsi obtenus.

Portons encore notre attention sur les influences de la correction HF et de la correction vidéo sur l'instant d'apparition de l'impulsion perturbatrice causée par la phase différentielle par rapport à la transition de luminance. La ligne à retard dans le canal de luminance du récepteur compense le retard (elle fait coïncider dans le temps les centres des transitions, c'est-à-dire des pentes de montée) qui se produit entre le signal de chrominance et celui de luminance sous l'effet de la transmission du signal de chrominance et de celui de luminance sous l'effet de la transmission du signal de chrominance par une bande de fréquence plus étroite que la transmission du signal de luminance. Puisque les influences de la correction HF et de la correction vidéo sur le signal de chrominance dans le dispositif de codage et de décodage sont annulées par compensation mutuelle, le retard de la ligne à retard dans le canal de luminance du récepteur est choisi de la façon à respecter les filtres passe-bande et passe-bas du canal de chrominance dans le récepteur, comme c'est le cas dans le système NTSC. Pour l'impulsion non désirée, causée par la phase différentielle, on voit surgir un retard nouveau (en plus du retard dans les filtres passe-bande et passe-bas) dans les circuits de la correction HF et d'image du décodeur. Ce retard accessoire n'est pas négligeable, si l'on compare les bandes passantes. C'est pourquoi l'impulsion, provenant de la phase différentielle, se trouvera retardée par rapport à la transition de luminance et aussi par rapport à la transition de chrominance si, en même temps que la variation de la brillance, arrive aussi la variation de couleur. S'il se produit un saut vertical de brillance et de couleur, sous l'effet de la phase différentielle, on aura sur l'écran du tube image, une raie colorée nuisible qui ne coïncide pas dans le temps avec le saut, ce qui augmente la gène.

La détermination de la phase différentielle maximale, pour avoir une distorsion de l'image colorée admissible, est insurmontable par des méthodes mathématiques rigoureuses, car on ne connaît pas l'amplitude admissible ni la forme de la tension perturbatrice. C'est pourquoi l'influence de la phase différentielle dans le système Secam a été déterminée expérimentalement d'une façon analogue à la méthode appliquée pour le système NTSC. En comparant les deux systèmes, on constate que le système Secam 3B tolère une valeur de la phase différentielle admissible trois fois plus grande que le système NTSC [4].

3. Conclusion

L'effet de la phase différentielle, se produisant dans le canal de transmission, se manifestera très différemment dans les systèmes Secam et NTSC. Alors que, dans le système NTSC, la distorsion par phase différentielle sera sensible sur des larges plages colorées à deux différents niveaux de brillance, dans le système Secam, la distorsion ne sera perceptible qu'au courant d'une transition de luminance. Généralement, ladite distorsion dépend — dans le système Secam — de la durée, de l'importance et de l'allure de la transition de luminance.

Une influence considérable sur la valeur admissible de la phase différentielle, dans le système Secam, est exercée par des filtres insérés dans le décodeur, le rôle décisif étant attribué à la correction en haute fréquence et à la correction vidéo. Sans ces corrections, le système Secam serait assez sensible à la phase différentielle.

Dans le système Secam (y compris les corrections), l'effet perturbateur le plus grave accompagnera les transitions maximales de luminance (noir-blanc) d'une durée de quelques microsecondes, car les impulsions perturbatrices colorées correspondantes atteindront leurs valeurs maximales. Les circuits de correction ne peuvent que prolonger la pente de montée desdites impulsions, ce qui peut être considéré comme une dégradation, car la raie colorée nuisible sur l'écran du tube image, ayant l'intensité maximale, arrivera avec un décalage partiel par rapport à la transition verticale de luminance. Pour des transitions de luminance brèves (plus courtes que 1 μs), les impulsions perturbatrices auront, théoriquement (sans corrections),

leur valeur maximale, mais, grâce à la correction HF et à celle d'image, elles ne pourront l'atteindre.

BIBLIOGRAPHIE

[1] GOLDMAN S. — Frequency analysis, modulation and noise. *McGraw-Hill Book Co*, 1948, page 74.

[2] Spravocnik po televizionnoj technike, Gos. ener. izdat., Moskva, 1962.

[3] INATSU M. — Line sequential chrominance components transmission system in color television and its application. *NHK Technical Monograph*, N° 4, January, 1965.

[4] Le système de télévision en couleur SECAM, littérature commerciale, Compagnie Française de Télévision.

[5] McCOY R.E. — FM Transient Response of Band-Pass Circuits. *Proceedings IRE*, March 1954, pages 574-579, vol. 42.

L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION EN COULEUR

PAR

C. AKRICH

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur à l'ORTF

1. Introduction

Les magnétoscopes sont utilisés pour l'exploitation de la télévision depuis une dizaine d'années aux U.S.A. En Europe, cet ensemble a été suivi avec un petit nombre d'années de décalage. Mais, depuis les premières expériences jusqu'à ce jour, l'évolution de cette technique a été considérable. En effet, les premiers appareils, très vite dépassés techniquement, ont surtout servi à lever le doute qui pouvait peser sur les possibilités de base du procédé et sur ses caractéristiques opérationnelles : les principes fondamentaux du système ont ainsi pu être énoncés.

En fait, la première réalisation pouvait légitimement être considérée, à l'époque où elle a été effectuée, comme une prouesse technique, et l'audace de l'équipe qui a su la mener à bien peut être citée en exemple. Il n'en reste pas moins que les machines d'il y a dix ans présentaient de multiples défauts : caractéristiques de transmission insuffisantes, stabilité incertaine, adaptation incomplète aux problèmes réels de l'Exploitation ; d'où les efforts considérables déployés sous diverses impulsions pour donner aux magnétoscopes une qualité globale sans cesse affinée.

Jusque dans les dernières années, l'évolution des matériels trouvait sa motivation essentielle dans les impératifs d'exploitation de la télévision en noir et blanc, malgré l'introduction de la télévision en couleur aux Etats-Unis. Plus récemment, la compétition engagée en Europe entre divers systèmes de télévision en couleur a placé les promoteurs du système N.T.S.C., particulièrement difficile à enregistrer et à reproduire, devant l'alternative suivante :

— ou bien la technique de l'enregistrement devait être adaptée,

— ou bien le système N.T.S.C. devait accepter un handicap très lourd par rapport à ses concurrents.

Or, le marché mondial était couvert de façon presque exclusive par deux constructeurs américains dont les progrès ne pouvaient que servir leur position sur leur marché national ; aussi les efforts déployés furent-ils importants. Il en résulte que les matériels présentés actuellement par les constructeurs ont été conçus en fonction des impératifs du système N.T.S.C. : tel est le trait dominant du contexte dans lequel l'étude de l'enregistrement de la télévision en couleur doit être entreprise. Cette étude peut être subdivisée en deux parties :

— l'étude des propriétés de transmission des magnétoscopes en faisant abstraction de tous les problèmes liés à leur mécanique,

— l'examen de l'incidence des solutions mécaniques de base des magnétoscopes sur leur fonctionnement en télévision en couleur et par suite, la description sommaire d'un certain nombre de dispositifs complémentaires nécessaires au traitement des signaux codés.

2. Paramètres de transmission

2.1. Bande passante

2.1.1. *Objectif*

La première question qui se pose, si l'on veut transmettre un signal de télévision en couleur, est celle de la bande passante. Il est évidemment vain de tenter d'enregistrer et de reproduire un signal qui transporte des informations de chrominance dont le spectre est centré sur 4,5 MHz, si la bande passante disponible n'atteint pas 5 MHz. A vrai dire, ce chiffre est lui-même insuffisant pour la raison suivante : la bande passante est définie dans les magnétoscopes par un filtre à coupure raide, or de tels filtres présentent souvent des défauts de temps de transmission à l'extrémité de la bande passante. Pour éviter de dégrader la réponse transitoire, il est donc souhaita-

ble de se fixer un objectif plus ambitieux, par exemple 6 MHz.

2.1.2. *Rôle du filtre*

La présence d'un filtre à coupure raide sur la chaîne du signal video reproduit résulte de la nécessité de garantir ce dernier contre la présence de résidu de signal modulé en fréquence qui est le signal inscrit sur la bande. Il faut donc que l'énergie de ce signal modulé en fréquence soit comprise dans une bande de fréquences supérieures à 6 MHz. Autrement dit, si l'on désire augmenter la bande passante d'un magnétoscope, il faut corrélativement augmenter les fréquences inscrites sur la bande.

2.1.3. *Résonance des têtes*

La fréquence maximale inscrite est limitée par la résonance des têtes magnétiques, laquelle dépend de la valeur de l'inductance de la tête et des capacités parasites de la tête, du câblage et de l'entrée du préamplificateur de lecture. La première recherche consiste donc à diminuer les capacités parasites, puis on est conduit à diminuer la valeur de l'inductance, ce qui entraîne généralement une réduction de l'efficacité de la tête, c'est-à-dire de la tension qui y est induite. Comme la participation du préamplificateur de lecture au bruit résultant n'est pas négligeable, l'augmentation de la bande passante des magnétoscopes se fait généralement au détriment du rapport signal/bruit. Cet effet est d'autant plus marqué que l'amplitude du signal reproduit décroît très vite avec la fréquence, d'une part parce que la saturation de la bande est obtenue pour un courant plus faible quand la fréquence augmente, d'autre part, à cause de l'effet d'entrefer. Il est donc indispensable de rechercher des méthodes pour améliorer le rapport signal/bruit.

2.2. AMÉLIORATION DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT

2.2.1. *Excursion*

Comme le bruit est ajouté à un signal modulé en fréquence, la première idée qui vient à l'esprit est d'augmenter l'excursion de fréquence ; là encore les limitations précédemment décrites se retrouvent.

2.2.2. *Préaccentuation video*

Une autre solution serait d'augmenter la préaccentuation, ce qui revient à n'augmenter l'excursion que pour les fréquences élevées du signal video, c'est-à-dire essentiellement pour la chrominance. Mais alors un phénomène nouveau, lié aux particularités de la modulation de fréquence utilisée, intervient. Supposons en effet que nous modulions une porteuse à 6,5 MHz correspondant à un niveau de luminance connue, par une sous-porteuse à 4,5 MHz. Tant que le signal de chrominance et la préaccentuation sont faibles, seules les bandes latérales de premier ordre sont à considérer car l'indice de modulation est très faible : par exemple pour 4 décibels de préaccentuation et pour un signal de chrominance de 140 millivolts, l'excursion sera de 450 kHz et l'indice de modulation sera 1/10.

Pour un signal de chrominance de 300 millivolts et une préaccentuation de 10 décibels, l'excursion sera de 1,8 MHz et l'indice de modulation de 0,45. Alors les bandes latérales de deuxième ordre seront d'amplitude non négligeable. Or la bande latérale inférieure se trouve repliée : sa phase est altérée du fait que mathématiquement sa fréquence serait négative. Cette bande latérale à 2,5 MHz, dont la phase est perturbée, donne naissance, lors de la démodulation, à un signal parasite à 4 MHz qui produit des interférences avec le signal de chrominance. Si donc on augmente la préaccentuation, le brouillage dû aux bandes latérales de deuxième ordre augmente. Il en résulte que subjectivement le rapport signal/bruit est dégradé.

2.2.3. *Choix des normes*

Comme de plus l'effet des brouilleurs dépend de leur écart de fréquence par rapport aux signaux utiles, on voit que, en plus des limitations de préaccentuation, ce phénomène impose un choix des fréquences instantanées enregistrées sur la bande appropriée au spectre de la chrominance. Ce choix est d'autant plus difficile que le spectre de cette chrominance est plus étalé.

2.3.4. *Préaccentuation FM*

Il faudra rechercher l'amélioration du rapport signal/bruit par des méthodes moins classiques. L'utilisation d'une préaccentuation des bandes latérales après modulation, proposée il y a quelques années, n'a pas été retenue par les constructeurs inquiets de difficultés de réalisation qui aujourd'hui apparaissent relativement aisées à éliminer.

2.2.5. *Utilisation d'un réseau correcteur*

Le système qui a été retenu découle de la propriété suivante de la modulation de fréquence (fig. 1) : un signal modulé en fréquence n'est pas altéré par la transmission par un quadripôle ayant une courbe de réponse amplitude-fréquence-linéaire (mais non uniforme), pour autant que le temps de

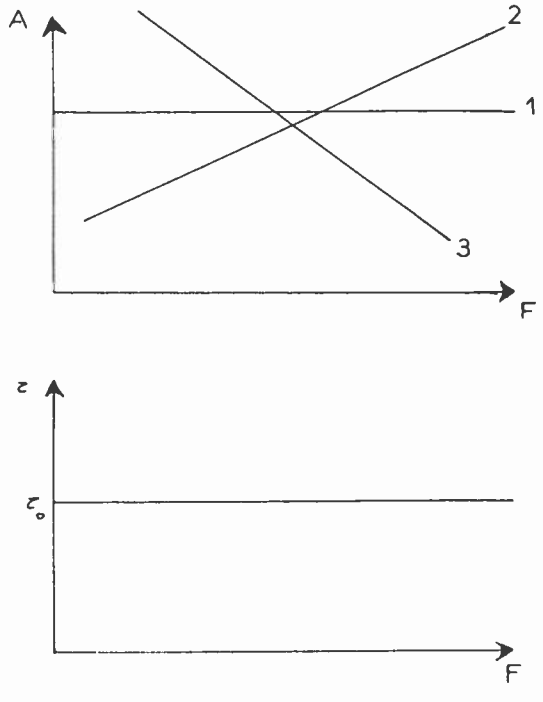


FIG. 1. — Caractéristiques de réseaux correcteurs pour l'amélioration du rapport signal/bruit.

transmission soit constant dans la bande passante. Evidemment, ceci n'est vrai que dans la mesure où le signal est limité avant d'être démodulé. Or, comme l'amplitude relative du signal lu au signal de bruit augmente quand les fréquences diminuent, un réseau ayant une caractéristique telle que la courbe n° 3 permet effectivement d'améliorer le rapport signal/bruit dans des proportions pouvant atteindre 5 à 10 dB.

Pour résumer ces considérations indissociables de bande passante et de rapport signal/bruit, disons que l'évolution motivée par ces paramètres est l'augmentation des fréquences inscrites, l'utilisation d'une préaccentuation limitée à environ 6 dB et l'utilisation de réseaux correcteurs dont la courbe de réponse est linéaire et décroissante.

2.3 Gain et phase différentiel

2.3.1. *Générateur en FM*

Examinons maintenant les méthodes utilisées pour réduire les distorsions plus spécialement liées aux signaux de télévision en couleur, à savoir les distorsions différentielles de gain et de phase. Les solutions connues s'appliquant à leur élimination dans les divers amplificateurs vidéo des magnétoscopes ; il reste à étudier comment de telles distorsions peuvent être produites dans le canal qui traite le signal modulé en fréquence.

Supposons que la réponse en fréquence des amplificateurs de lecture présente une anomalie décrite par la courbe a) de la figure 2. Alors l'amplitude relative de la bande latérale de premier ordre par rapport à la porteuse varie avec la fréquence porteuse, c'est-à-dire avec le niveau de luminance. L'amplitude de la chrominance démodulée est corrélativement dépendante du niveau de luminance d'où génération de gain différentiel. Le même phénomène peut intervenir si l'anomalie de la courbe de réponse

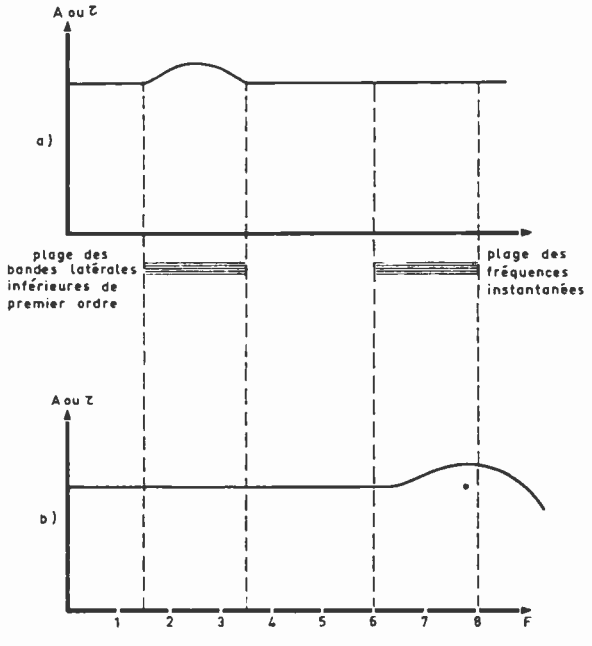


Fig. 2. —
Génération de distorsions différentielles de gain et de phase.

se trouve au voisinage des fréquences porteuses puisque ce qui importe c'est le rapport entre porteuse et bandes latérales, du fait de l'intervention du limiteur (fig. 2b). Les mêmes phénomènes, intervenant non plus sur la réponse amplitude fréquence mais sur le temps de transmission de groupe, engendrent des distorsions différentielles de phase.

2.3.2. *Résonance des têtes*

Les têtes magnétiques produisent, lors de la lecture, des anomalies de courbes de réponse comparables à celle de la figure 2b. Cet effet est au contraire totalement amorti pendant l'enregistrement, du fait de la très faible impédance de source des amplificateurs qui alimentent les têtes.

Il faut donc introduire, à la lecture seulement, des réseaux compensateurs ajustables dont les propriétés doivent être adaptées à chacune des têtes. Leur réglage s'effectue à l'aide d'une boucle d'induction placée au voisinage de la tête et alimentée à fréquence variable.

Malheureusement, la compensation de la résonance introduit une légère dégradation du rapport signal/bruit et diminue d'autant l'amélioration due au réseau correcteur décrit au paragraphe 2.2.5.

2.3.3. *Réseaux d'égalisation*

La compensation de la résonance a une grande importance pour la réduction des distorsions différentielles car, tout en réduisant ces distorsions, elle permet de rendre identiques les propriétés de transmission des quatre têtes utilisées conjointement, ce qui produit une image uniforme. Toutefois cette mesure n'est pas suffisante pour assurer aux magnétoscopes des propriétés convenables pour le système N.T.S.C.

Il faut rappeler en effet que, du fait des différences de propriétés des têtes magnétiques et des différences éventuelles de réglage des machines à l'enregistrement, « l'interchangeabilité » n'est possible que grâce à l'utilisation, dans les amplificateurs de lecture, de réseaux d' « égalisation » ajustables. Ces réseaux à courbe de réponse variable ont longtemps été une source de distorsions différentielles. Dans les matériels très récents ils ne le sont plus, leur structure étant celle des classiques « correcteurs d'ouverture » dont le temps de transmission est constant (fig. 3). Le choix de la fréquence F, son ajustage éventuel permettent de réduire le gain différentiel ; la constance du temps de transmission évite la production de phase différentielle.

2.3.4. *Autres précautions*

Du fait de la complexité des circuits et de l'imperfection de certains organes, les précautions décrites ci-dessus doivent être assorties d'un soin extrême dans la conception de toute la chaîne du signal qui reçoit en outre des circuits de correction réduisant sensiblement les distorsions résiduelles constatées.

2.4. Spécifications des matériels récents

Les efforts déployés pour améliorer les propriétés de transmission des magnétoscopes peuvent être résumés brièvement par la communication de certaines spécifications.

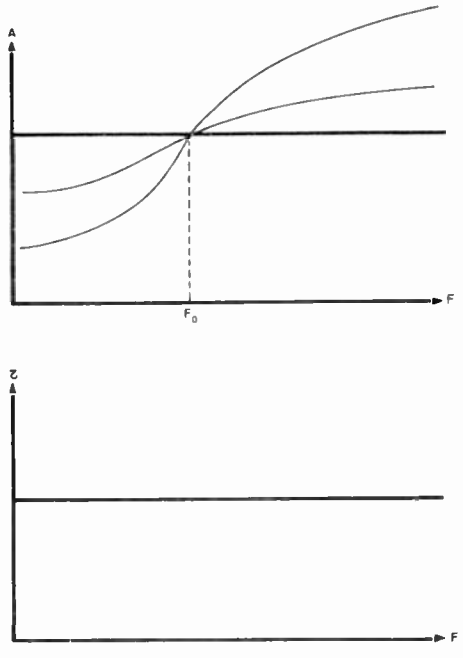


FIG. 3. — Caractéristiques des circuits d'égalisation.

Bande passante : 25 Hz à 6 MHz à ±0,5 dB.
Rapport signal/bruit (non pondéré) : 45 dB.
Gain différentiel : 2 %.
Phase différentielle : 5°.

3. Conséquences des solutions mécaniques

3.1. Régénération des signaux de synchronisation

La conception mécanique de base des magnétoscopes entraîne d'autres conséquences liées à la télévision en couleurs. Tout d'abord l'utilisation de quatre têtes distinctes utilisées séquentiellement impose de résoudre le problème de la commutation qui est effectuée pendant l'intervalle de suppression ligne : on peut ainsi éliminer le parasite de commutation en réinsérant de nouveaux signaux de suppression. On rajoute ensuite les signaux de synchronisation régénérés.

Or, dans cette dernière opération, tous les signaux situés en-dessous du niveau de suppression sont écrêtés. Il en résulte que, pour tous les systèmes de télévision en couleur, il est nécessaire de séparer les signaux de luminance et de chrominance pour n'effectuer les opérations de réinsertion, de suppression et d'addition des signaux de synchronisation que sur la luminance. Les signaux de chrominance sont mélangés par la suite pour reconstituer le signal codé complet, comme le montre la figure 4.

3.2. Correction des erreurs de géométrie et de base de temps

Le signal ainsi obtenu peut encore présenter d'autres défauts liés à l'utilisation de quatre têtes : défauts de géométrie dus au mauvais positionnement des têtes les unes par rapport aux autres ou des têtes par rapport au guide qui appuie la bande,

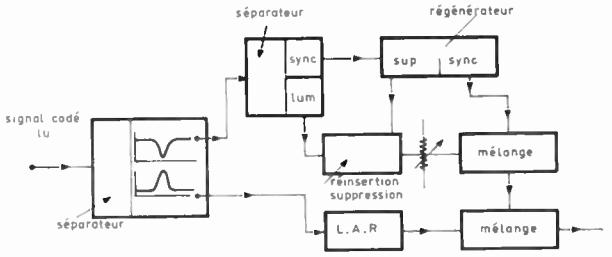


FIG. 4. — Traitements séparés de la luminance et de la chrominance.

défauts de base de temps liés aux irrégularités du mouvement de rotation des têtes. Ces défauts sensibles en noir et blanc, puisqu'ils entraînent des déformation de l'image, le sont également en SECAM ; ils sont encore plus graves dans le cas des systèmes PAL ou NTSC dont ils compromettent le décodage.

Les erreurs de géométrie sont en général compensées, même pour les signaux de télévision en noir et blanc, par un dispositif automatique comprenant une ligne à retard variable à commande électronique, commandée par un signal d'erreur provenant de la comparaison de phase entre les signaux de synchronisation lus et les signaux de synchronisation délivrés par un générateur de synchronisation (fig. 5a). Cette correction, satisfaisante en SECAM, n'est pas suffisante en PAL et en NTSC pour lesquels un correcteur analogue, fonctionnant à partir des signaux de burst, est nécessaire (fig. 5b).

La première correction permet de réduire les variations rapides de la base de temps du signal restitué à ± 30 ns, ce qui est nettement inférieur à

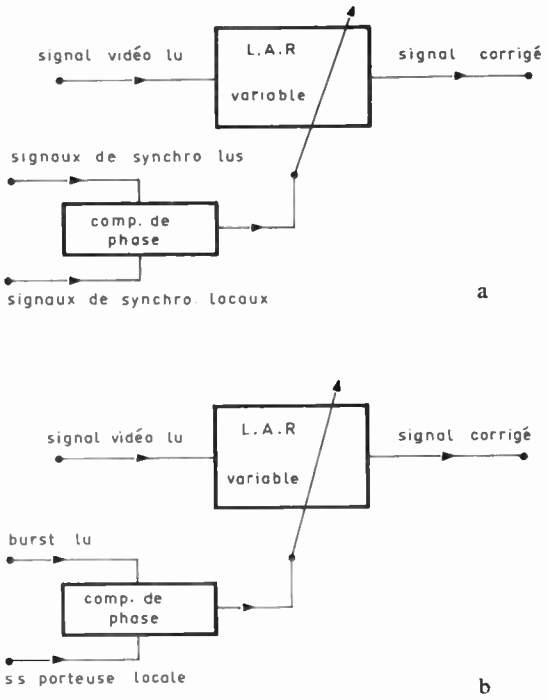


FIG. 5.
a) correction des erreurs de géométrie.
b) correction NTSC ou PAL.

la durée du point d'image. La correction plus élaborée de la figure 5b abaisse cette erreur résiduelle à ± 5 ns.

3.3. Correction des erreurs de vitesse

On pourrait croire que le chiffre précédent est une garantie de la perfection des images reproduites en NTSC. Malheureusement des défauts sont encore visibles sur l'image, la raison en est que, contrairement à ce qui se passe avec les distorsions des systèmes de transmission, les erreurs résiduelles peuvent concerner deux éléments voisins de l'image, deux lignes successives par exemple. L'œil est dans ces conditions extrêmement sensible aux moindres variations de teinte ou de saturation et une nouvelle correction apparaît nécessaire, surtout si l'on désire que la qualité de reproduction soit conservée en cours de copies successives du signal.

Les signaux de correction produits par les dispositifs de la figure 5 sont en effet des signaux discontinus : à chaque ligne, les tensions à appliquer aux lignes à retard variables varient en fonction de l'échantillonnage. Or les erreurs de vitesse, produites le plus souvent par un mauvais positionnement du guide à dépression qui aspire la bande, ne varient pas par paliers. D'où la nécessité d'une correction supplémentaire décrite à la figure 6 et tirant parti du caractère cyclique des erreurs de géométrie.

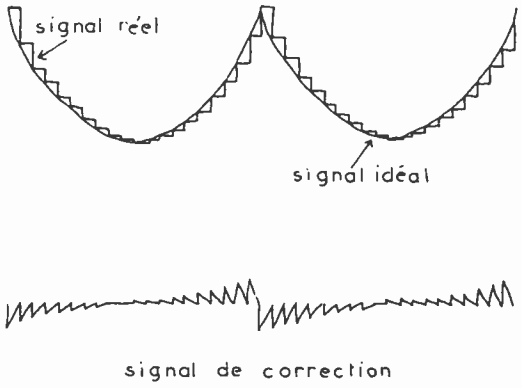


Fig. 6. — Correction d'erreurs de vitesse.

3.4. Montage des bandes

Dans le cas du système SECAM, et également du système PAL, la période complète du signal codé, mises à part les questions d'inversions de phase pour la compatibilité, couvre deux images complètes. Ceci impose de nouvelles modifications des magnétoscopes. En effet, le montage mécanique de deux séquences s'effectue normalement en prenant pour repère des impulsions enregistrées sur la piste d'asservissement et dont la fréquence est 25 Hz. Pour effectuer une collure parfaite, il est souhaitable de réduire la fréquence de ces impulsions à 12,5 Hz.

3.5. Asservissements

Cette modification fournit d'ailleurs la solution à un autre problème : en effet, on peut désirer que le magnétoscope puisse fonctionner comme une source parfaitement synchrone vis-à-vis de signaux délivrés par d'autres sources, comme par exemple les caméras. Si l'on se contente d'asservir les signaux de synchronisation du signal lu aux signaux délivrés par le générateur de synchronisation, il peut se faire que les lignes transmises à un instant donné soient pour l'une une ligne où la modulation est produite par B-Y, et pour l'autre une ligne transportant l'information R-Y. Pour éviter une telle situation, il suffit d'asservir le magnétoscope à une fréquence de 12,5 Hz pendant la période de démarrage et les impulsions de montage enregistrées à cette fréquence constituent un signal commode pour atteindre ce but.

4. Conclusion

Nous avons essayé de décrire les matériels professionnels utilisés depuis peu pour l'enregistrement de la télévision en couleur. Cependant c'est un peu l'histoire des magnétoscopes à 4 têtes qui s'est trouvée retracée dans ses principales étapes à travers des dispositifs sans cesse mieux conçus mais aussi, de jour en jour, plus complexes et plus coûteux .Quels prolongements peut-on aujourd'hui attendre de cette évolution ?

Deux directions possibles sont à considérer :

— Les matériels à 4 têtes, solidement implantés dans les organismes de télévision peuvent encore être sensiblement modifiés par l'évolution de la technologie des têtes magnétiques et sur un tout autre plan, par l'emploi de circuits intégrés qui les rendraient à la fois plus compacts et plus fiables.

— Les matériels hélicoïdaux, qui couvrent dès maintenant une large gamme d'applications depuis l'usage domestique jusqu'à la réalisation de reportages, en passant par les applications à la médecine, à l'éducation, à l'industrie et à la science spatiale, pourraient, à la faveur de leur plus grande simplicité, s'introduire dans les studios.

A vrai dire, dans la technique en pleine évolution de l'enregistrement des images, beaucoup d'inconnues subsistent au nombre desquelles l'évolution des bandes, l'avenir des procédés récents thermoplastique, électrostatique... Par bonheur les organismes européens disposent dès l'abord d'un système satisfaisant pour l'enregistrement de la télévision en couleurs. C'est peut-être l'élément essentiel des possibilités d'avenir des magnétoscopes d'aujourd'hui.

BIBLIOGRAPHIE

Les articles les plus importants concernant l'enregistrement magnétique des images sont à rechercher dans la collection du « Journal of the S.M.P.T.E. » qui publie également les normes américaines en la matière. La documentation de base est concentrée dans les numéros suivants :

Avril 1957	Octobre 1959	Février 1962
Novembre 1958	Décembre 1960	Décembre 1964
	Juillet 1961	

Des informations concernant les matériels les plus récents peuvent être trouvées dans les communications à l' « International Conference on Magnetic Recording » (Londres juillet 1964) et en particulier dans le groupe de conférences présentées par MM. Félix, Coleman et Jensen sous le titre : « The theory and design of FM systems for use in colour Television tape recorders ».

LE PREMIER CAR DE REPORTAGE DE TÉLÉVISION EN COULEUR DE L'O.R.T.F.

par L. MIGNOT,

Ingénieur des Télécommunications,
Ingénieur à l'O.R.T.F.

1. Introduction

Dès 1965, le studio d'ISSY-LES-MOULINEAUX permettait de prendre connaissance des équipements de prise de vue en couleur. Il donnait la possibilité de déterminer des règles d'exploitation aussi bien en ce qui concerne l'éclairage du plateau que les réglages divers à effectuer sur les équipements avant et pendant la prise de vue.

Pour compléter cette expérimentation en studio, il était nécessaire d'étudier le comportement du matériel en extérieur où, dans bien des cas, l'éclairage est imposé par l'heure et les conditions atmosphériques, et ainsi de trouver les solutions donnant une bonne qualité d'image dans les ambiances très variées que l'on peut rencontrer.

C'est dans ce but que le Service des Etudes a inscrit dans son plan de travail de 1965 la réalisation d'un car de reportage équipé de trois caméras couleur. Les résultats de cette étude devraient permettre de définir la structure des futurs cars de reportage couleur. C'est à la fin du deuxième trimestre 1965 que fut établi le projet du véhicule décrit ci-après.

2. Implantation des matériels

2.1. Les problèmes posés par la couleur

L'expérience acquise au cours de l'exploitation en studio avait déjà montré que l'un des problèmes à résoudre en couleur était le bon équilibrage des caméras afin d'obtenir des images dépourvues de « dominantes colorée ». Un moyen d'atteindre ce résultat est de régler toutes les caméras sur un même récepteur, de très bonne qualité et particulièrement bien réglé. Ce point qui peut être considéré comme un point de détail a cependant des répercussions sur l'implantation des matériels dans le véhicule.

Dans les cars de reportage noir et blanc, le réalisateur et les techniciens disposent des mêmes récepteurs de contrôle : le réglage des caméras peut être fait sur un moniteur affecté à chacune d'elle. Une présélection des différentes caméras sur un même moniteur n'est pas indispensable pour obtenir un bon équilibrage des images, les récepteurs noir et blanc pouvant en effet être réglés sans difficulté de façon identique pour le rendu des demi-teintes. Le faible encombrement des voies de caméra et des moniteurs permet d'adopter cette disposition.

En couleur, l'obligation de comparer sur un même récepteur les images des caméras pour en assurer le réglage, conduit le technicien responsable à commuter fréquemment les images sur son récepteur de contrôle. Si l'on adoptait la même disposition que dans les cars noir et blanc, le réalisateur aurait devant lui un récepteur dont l'image changerait en permanence. Il éprouverait alors une gêne certaine et ne pourrait faire le choix des images dans de bonnes conditions.

En télévision en couleur, un point à prendre également en considération est l'encombrement des matériels. En effet, il faut donner au réalisateur :

— l'image de chaque caméra,

— une image de préparation si on lui donne une possibilité d'effets spéciaux (médaillon, incrustation, volets),

— l'image finale,

ce qui représente cinq moniteurs couleur.

Trois autres moniteurs, qui peuvent être noir et blanc, sont encore nécessaires, l'un pour « l'image HF » (image diffusée) et deux autres qui donnent, en particulier, les images de deux véhicules qui peuvent être raccordés au car.

Compte tenu de ce que nous avons dit précédemment, des dimensions des moniteurs couleur et de la largeur maximale de 2,50 m pour un véhicule, il est difficile de retenir la même implantation que

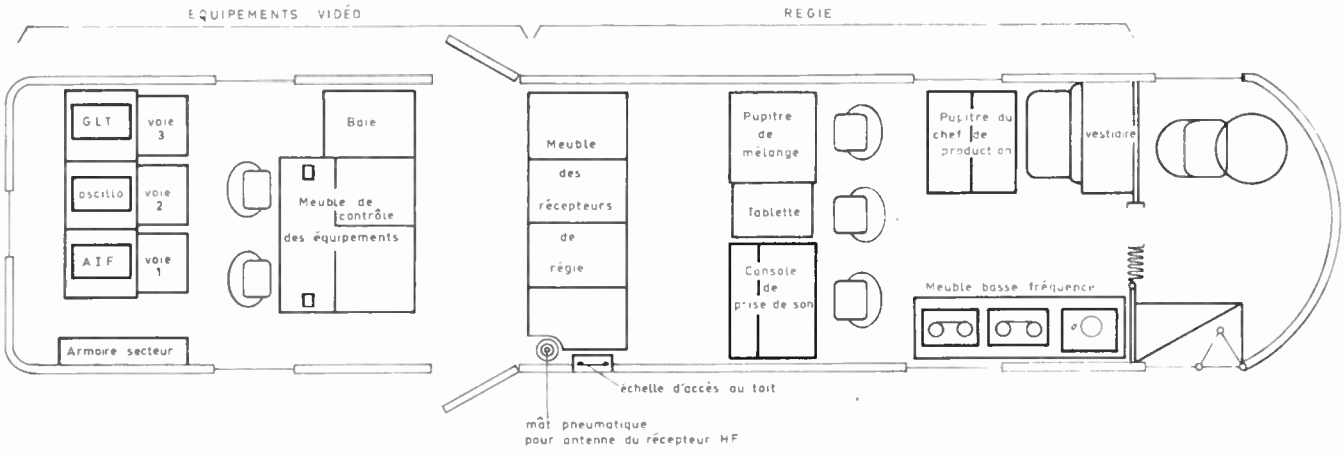


FIG. 1. — Implantation des matériels dans le véhicule.

dans les cars étudiés pour le noir et blanc, et il est avantageux d'isoler de la régie le récepteur de contrôle des caméras.

Pour ces raisons nous avons recherché une autre disposition. Celle que nous avons définie se rapproche de l'organisation des studios : le car est divisé en deux parties, la régie et les équipements (fig. 1).

2.2. DESCRIPTION DU VÉHICULE

Le véhicule (fig. 2) a été réalisé à partir d'un châssis treillis BERLIET du type PHL 10. C'est le châssis des cars de tourisme « Grand Raid » dont la suspension est souple, principale raison pour laquelle nous l'avons retenu. La carrosserie a été réalisée par les Etablissements GANGLOFF, de COLMAR.

FIG. 2. — Vue extérieure du véhicule.

Les dimensions hors tout sont les suivantes :

Longueur : 10 m.
Largeur : 2,50 m.
Hauteur : 3,47 m.

Le poids total en charge est de 15 tonnes.

La séparation entre les équipements et la régie est assurée par le meuble des récepteurs qui donnent le contrôle des images pour la régie où s'effectue le choix de l'image finale.

La console de prise de son et le pupitre mélange sont disposés devant les récepteurs. Pour la « script-girl » une tablette abattante est fixée sur le pupitre de mélange.

Derrière le preneur de son est placé le meuble à basse-fréquence recevant les différents amplificateurs, un tourne-disques et deux magnétophones. Le pupitre du chef de production équipé d'un classeur téléphonique est situé derrière le réalisateur.

La figure 3 donne une vue d'ensemble de la régie.

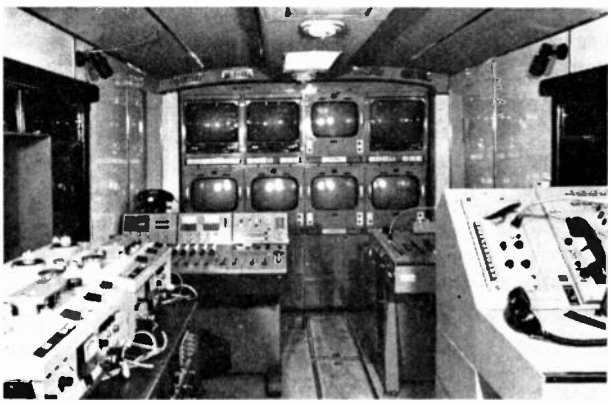


FIG. 3. — Vue d'ensemble de la régie.

Les équipements video sont placés à l'arrière du véhicule. On y trouve les trois meubles des voies de camera. Au-dessus sont disposés un analyseur d'images fixes, un générateur de lignes-test et un oscilloscope (fig. 4).

Face aux voies, le meuble de contrôle est équipé de deux moniteurs couleur, associés chacun à un oscilloscope. Quatre moniteurs noir blanc de 25 cm, placés au-dessus des moniteurs couleur donnent un contrôle de présence (fig. 5).

Depuis ce pupitre, le chef d'équipement peut contrôler tous les signaux et l'opérateur de voie règle l'équilibrage des cameras au moyen de la télécommande renvoyée sur ce pupitre (diaphragme, niveau de noir général).

Les organes de commutation, de mélange et de distribution, les codeurs et le répartiteur video de

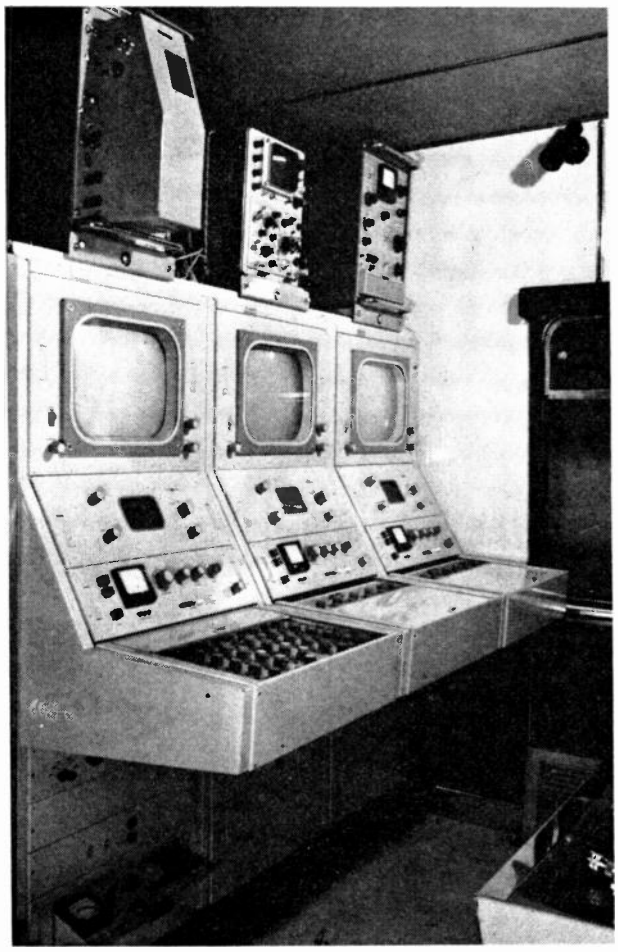


FIG. 4. — Les meubles des voies.

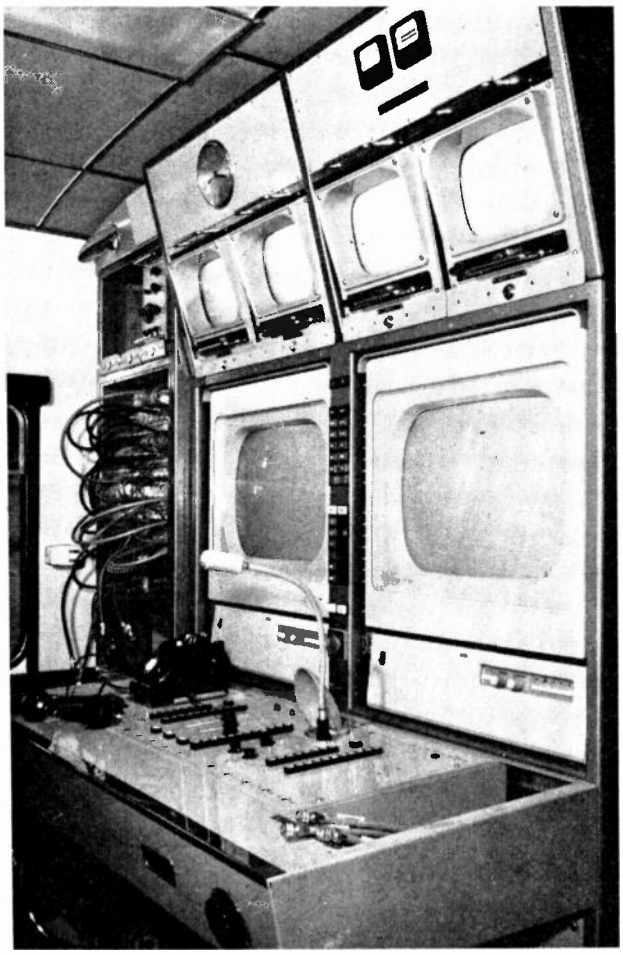


FIG. 5. — Le pupitre de contrôle des équipements de la baie vidéo.

brassage manuel sont placés dans une baie, disposée à côté du meuble de contrôle.

Le générateur de synchronisation et les générateurs de mires sont dans la partie basse du meuble des récepteurs de régie, côté des équipements.

Les soutes ont été utilisées au maximum pour recevoir le transformateur d'alimentation, le régulateur secteur, les climatiseurs, le chauffage et les répartiteurs extérieurs video et basse-fréquence.

3. Le schéma video

3.1. Conception générale

Le schéma d'un studio ou d'un car de reportage dépend, en grande partie, du « commutateur mélangeur ». Cet appareil permet de faire la sélection et l'enchaînement des images composant le programme.

En couleur, on peut envisager deux techniques pour le mélange et le truquage.

● *a* — Les sources fournissent les trois signaux primaires E'_R, E'_V, E'_B. A chacune d'elles, on adjoint un codeur qui fournit le signal video composite codé. Avec cette technique, nous aurons une interconnexion semblable à celle utilisée pour le signal noir et blanc transmis sur un seul câble coaxial. De ce fait, cette solution présente incontestablement des avantages, surtout dans un centre important où l'on trouve de nombreuses liaisons entre studio, centre nodal, télécinéma, bloc-programme, etc.

Dans ce cas, la structure du mélangeur depend du système de codage utilisé :

— Si les signaux de chrominance modulent la sous-porteuse en amplitude, le mélangeur est, à des détails près, le même qu'en télévision achrome.

— Si les signaux de chrominance modulent la sous-porteuse en fréquence, on doit effectuer un décodage partiel pour mélanger ou truquer sur des signaux video de chrominance, puis procéder à un nouveau codage des signaux issus du mélange ou du truquage.

● *b* — Le mélangeur truqueur utilise les trois signaux primaires E'_R, E'_V, E'_B, fournis par les sources. Dans cette solution, la structure du mélangeur est évidemment indépendante du système de codage.

Ce n'est qu'en sortie du mélangeur que l'on procède au codage et le nombre des appareils spécifiques au système est réduit. Dans cette technique où l'on transmet les signaux sur trois voies, il est né-

cessaire d'utiliser des organes de commutation, de distribution dont le gain est très stable. Dans la transmission des trois signaux primaires, toute variation de gain sur l'une des voies se traduit par un virage coloré ; la tolérance est de l'ordre de 1 %.

Dans le cas du truquage, il faut également maintenir les niveaux du noir avec une précision de l'ordre de 5 %. De cela il résulte que cette méthode est considérée comme d'application difficile. En 1962 elle avait déjà été expérimentée au studio couleur d'ISSY-LES-MOULINEAUX (avec un truqueur réalisé avec des tubes à vide) pour comparer deux images sur un même moniteur couleur. Avec ce matériel, on avait pu conclure que l'appareil était utilisable pour des expérimentations avec un réglage minutieux et presque permanent, mais mal adapté à l'exploitation courante. Avec les semiconducteurs, compte tenu des résultats obtenus au laboratoire, une réalisation exploitable de mélangeur truqueur « R, V, B » semblait possible.

Au moment de l'élaboration du projet de ce car, l'étude du SECAM IV était commencée et, de ce fait, le système qui serait finalement mis en exploitation en France n'était alors pas défini. Nous avons donc adopté la solution nécessitant le minimum d'appareils propres au système de codage. Dans ces conditions, le véhicule peut être exploité dans n'importe quel système avec le minimum de modification. Il est, par conséquent, utilisable pour les débuts de l'exploitation couleur.

C'est pour ces raisons que nous avons choisi d'équiper ce car avec un mélangeur truqueur, travaillant avec les signaux des trois primaires. Le Laboratoire video du Service des Etudes de l'O.R.T.F. a pris en charge sa réalisation.

3.2. LE SCHÉMA VIDEO DE PRINCIPE

On peut distinguer deux chaînes : la chaîne « antenne », la chaîne « de contrôle ». La figure 6 donne le schéma de principe.

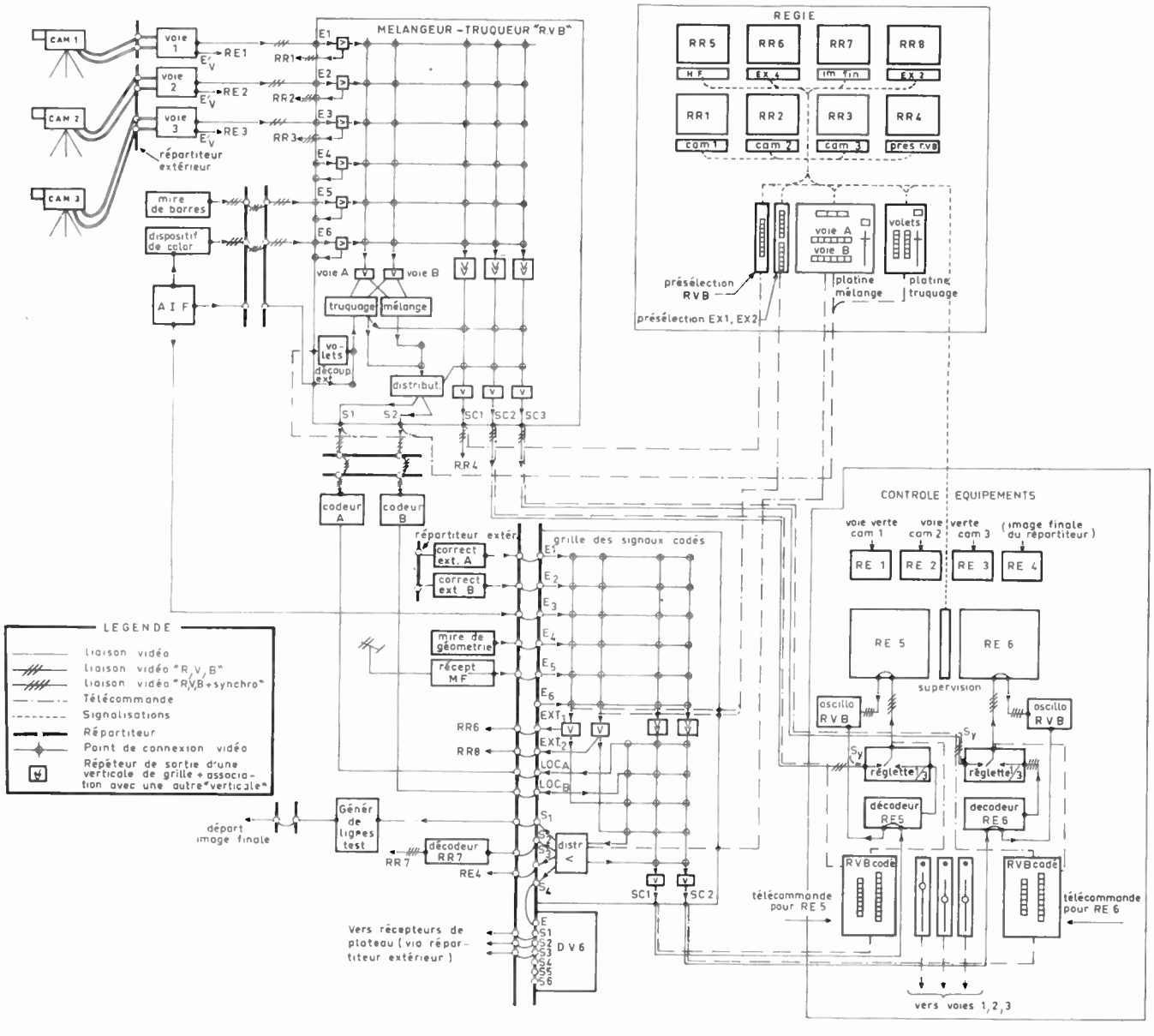


FIG. 6. — Schéma de principe.

3.2.1. *La chaîne antenne*

Les trois caméras PHILIPS à trois « Plumbicons » constituent les trois principales sources d'image du car. Elles alimentent, en « R, V, B », les entrées $E1$ à $E3$ du mélangeur. Les signaux présents sur les entrées du mélangeur sont répétés et acheminés vers les récepteurs de contrôle RR 1, RR 2 et RR 3 de la régie, donnant ainsi, en permanence, au réalisateur les images en couleur des trois caméras.

Un analyseur d'images fixes noir blanc (SN 283) * associé à un dispositif de coloriage permet d'obtenir des titres colorés sur fond noir, ou des titres noirs sur fond coloré. Les sorties du dispositif de coloriage sont ramenées en répartiteur. Les signaux d'une mire de barres couleur y sont également ramenés. Ces deux dernières sources peuvent être branchées par dicordage sur les entrées E 5 et E 6 du mélangeur.

Deux barres de sortie de la grille de commutation du mélangeur (télécommandées par le réalisateur) attaquent les amplificateurs de mélange et de truquage. Le réalisateur choisit le mode de fonctionnement (mélange ou truquage). Onze volets électroniques sont produits dans l'appareil. Un signal de découpage extérieur peut également être utilisé. Les signaux E'_R, E'_V, E'_B, de sortie du mélangeur truqueur sont relevés deux fois sur les sorties S 1 et S 2. Ils attaquent deux codeurs A et B, l'un est en secours de l'autre.

Nous trouvons maintenant un deuxième organe de sélection : la grille des signaux codés. Elle a été réalisée par le Laboratoire du Service des Etudes dans un caisson R 8 (normalisation ORTF). Ce type de caisson entre dans la composition même du répartiteur. Six entrées de cette grille peuvent recevoir des signaux d'image complets, noir et blanc ou couleur, synchrones ou non synchrones. Sur ces six entrées, il est possible de connecter (par dicordage sur le répartiteur) :

— les signaux « Extérieur A » et « Extérieur B » provenant de deux véhicules interconnectés à ce car ;

— une sortie de l'analyseur d'image fixe ;

— le signal de la mire de géométrie ;

— le signal video fourni par un récepteur H.F.

Deux barres de cette grille sont télécommandées par le réalisateur qui présélecte sur ces barres les signaux appelés « Extérieur 1 » et « Extérieur 2 ». Ces signaux sont distribués en sortie pour alimenter les deux récepteurs RR 6 et RR 8.

Une autre barre qui constitue un second étage de sélection et est commandée également par le réalisateur, reçoit les signaux provenant des codeurs A et B (entrées locale A et locale B) ainsi que par liaison interne dans la grille (les signaux « Ext. 1 » et « Ext. 2 »). Le chef des équipements donne au réalisateur la télécommande soit du point codeur A ou du point codeur B.

Le signal de sortie de cette barre constitue le signal de l'image finale du car : le réalisateur choisit ou l'image « locale » ou l'une des deux images Ext. 1, Ext. 2, présélectées pour composer l'image finale.

Le signal d'image finale est distribué sur quatre sorties. Un distributeur video six directions (SN 126 A) permet d'accroître le nombre des sorties image finale. Il est en effet nécessaire d'alimenter le « départ antenne » (véhicule relais hertziens ou magnétoscope), le récepteur de régie (RR 7) via son décodeur associé, un récepteur de contrôle de présence des équipements (RE 4) et les différents récepteurs de plateau, ce qui représente finalement de nombreux points d'utilisation de ce signal.

Un générateur de lignes test est inséré sur le départ antenne.

3.2.2. *La chaîne de contrôle*

Cette chaîne de contrôle alimente en signaux video les deux moniteurs couleur (RE 5 et RE 6) du pupitre des équipements. Les deux moniteurs peuvent recevoir, de façon indépendante, les mêmes signaux au moyen d'un clavier de télécommande affecté à chaque moniteur.

Un règlette de sélection 1/3 (SN 238 A) aiguille vers le moniteur soit la sortie contrôle du mélangeur RVB, soit la sortie du décodeur associé qui reçoit, sur son entrée, la sortie contrôle de la grille des signaux codés. Cet aiguillage est commandé automatiquement selon la sélection effectuée par l'opérateur.

La sortie contrôle du mélangeur permet de choisir l'une des six entrées E 1 à E 6, la sortie du truquage ou l'image finale locale en RVB. Sur l'un des deux moniteurs, il sera donc possible, en le destinant plus particulièrement à cette fonction, de vérifier le bon équilibrage des trois caméras et d'agir, pour qu'il en soit ainsi, au moyen de la télécommande des voies (diaphragme et niveau de noir général) ramenées sur le pupitre des équipements.

La sortie contrôle de la grille codée permet la sélection de l'une des six entrées, du codeur A, du codeur B, des signaux Ext. 1, Ext. 2, présélectées par le réalisateur, et de l'image finale du car.

L'ensemble de ces deux sorties de contrôle (mélangeur et grille des signaux codés) donne la possibilité de vérifier tous les signaux qui peuvent composer l'image finale et cela en différents points de la chaîne antenne.

Les moniteurs noir et blanc de petite dimension (25 cm), placés au-dessus des moniteurs couleur, sont des contrôles de présence des trois images de caméra (voie verte) et de l'image finale.

Un appareil permettant de contrôler le bon fonctionnement des codeurs a été prévu dans la baie des équipements, les entrées et sorties sondes sont ramenées en répartiteur.

4. Signalisations

Les télécommandes s'accompagnent de l'établissement de deux circuits de signalisation : un circuit de signalisation antenne et un circuit d'affichage.

* Référence de la Spécification Normalisée ORTF.

● Le circuit de signalisation antenne achemine une signalisation vers les sources choisies par le réalisateur pour composer le programme. Cette signalisation est également renvoyée :

— vers les boîtiers de signalisation des récepteurs de régie marquant ainsi la source à l'antenne,

— vers le panneau de signalisation du chef d'équipement pour lui donner les mêmes renseignements.

● Le circuit d'affichage est un circuit de supervision : il indique à l'équipement les entrées du mélangeur RVB sélectionnées par le réalisateur et le mode de fonctionnement choisi (mélange ou truquage).

Par ce circuit, le chef d'équipement est également renseigné sur les sources présélectées par le réalisateur sur les barres Ext. 1 et Ext. 2 de la grille des signaux codés.

En régie, le circuit d'affichage indique sur les boîtiers de signalisation associés aux récepteurs, les images présélectées sur les récepteurs RR 4 (présélection RVB), RR 6 (Ext. 1) et RR 8 (Ext. 2).

5. Les étapes de la construction

Le Service des Etudes de l'O.R.T.F. a établi le projet et contrôlé la réalisation à tous les stades.

La C.F.T.H. a eu la charge d'étudier et de réaliser les meubles, de préciser les détails d'implantation dans le véhicule en liaison avec le carrossier. L'installation électrique et le câblage video ont été également effectués par cette compagnie.

La fourniture et le câblage basse fréquence étaient à la charge des Etablissements L.I.E. BELIN.

L'étude a débuté dans la seconde quinzaine de juin 1965, le châssis a été livré au carrossier fin octobre 1965, le véhicule carrossé a été mis à la disposition de la C.F.T.H. au début du mois de mars 1966 et le câblage video était terminé début juillet 1966. Le câblage B.F. a été achevé en septembre.

C'est donc dans un délai très court que le premier car de reportage couleur de l'O.R.T.F., et sans doute d'Europe, a été réalisé : il s'est écoulé un peu plus d'un an entre les premiers plans et la mise en exploitation.

6. Conclusion

Les résultats obtenus avec le mélangeur truqueur RVB ont montré qt'il était possible, avec de bons résultats, de procéder au mélange et au truquage en trois voies, ce qui avait été évité jusque là parce que considéré comme très difficile.

Bien que la nouvelle disposition adoptée pour le matériel n'ait pas, en premier lieu, reçu a priori l'approbation de tous, l'expérience a montré que, finalement, elle était parfaitement justifiée : elle a été, en fin de compte, retenue pour les futurs cars de reportage couleur en cours de construction.

Des essais variés ont permis de se rendre compte des conditions limites d'exploitation, tout en permettant aux équipes des reportages de se familiariser avec le matériel couleur, et cela dans les conditions réelles de travail.

Ce véhicule a constitué un appoint non négligeable dans les moyens de production mis en service pour préparer les premières émissions qui seront diffusées à partir du mois d'octobre 1967.

LA TECHNIQUE DES SIGNAUX TEST ET LE CONTROLE OU LA MESURE DES CARACTÉRISTIQUES VIDEO DU RÉSEAU DE L'ORTF

PAR

M. Y. GUINET

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur à l'ORTF

1. Généralités

On assiste actuellement à une évolution importante des méthodes de mesure et de contrôle du réseau de transmission et de diffusion de l'Office,

— à court terme, la mise en exploitation de la télévision en couleur pose le problème d'un contrôle plus complet et plus précis des caractéristiques des équipements,

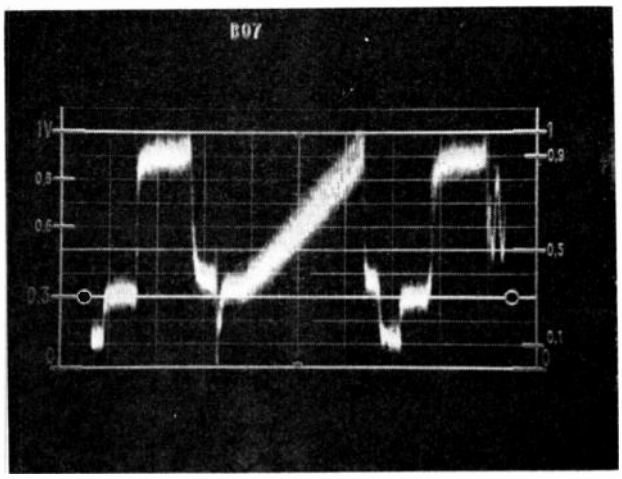
— à moyen terme, le développement progressif de l'automatisation pose le problème d'un contrôle permanent.

La technique des signaux test permet de satisfaire ces exigences nouvelles et, depuis quelques années, son emploi se généralise. On décrit dans cet exposé quelques aspects de cette technique.

2. La technique des signaux test et le contrôle des équipements

Il est possible de transmettre dans le même canal et dans le même temps que le signal video des informations complémentaires diverses. La technique des signaux test utilise la fin de l'intervalle de suppression trame (intervalle de temps correspondant, lors du balayage de l'écran du récepteur, au retour vertical du spot) pour insérer dans le signal video des signaux de mesure ou de contrôle de forme bien définie (les signaux apparaissant en haut de l'écran du récepteur) (fig. 3).

L'analyse des distorsions subies par ces signaux en cours de transmission permet de connaître à tout instant la dégradation du signal image depuis le point d'insertion. Les formes d'onde sont particulièrement choisies pour mettre en évidence les distorsions les plus caractéristiques (fig. 1 et 2).



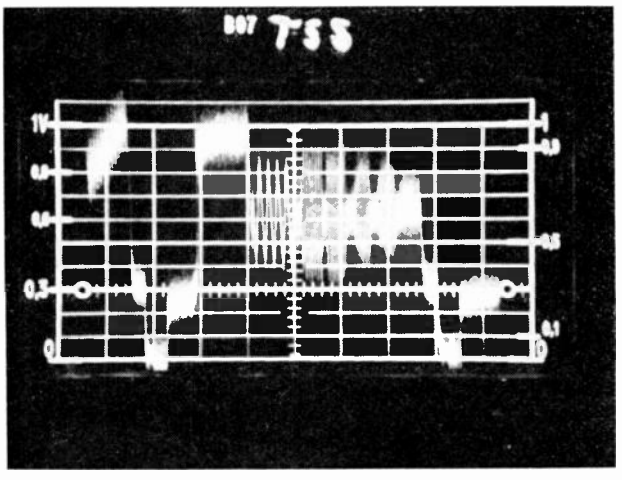


FIG. 1 et 2. — Signaux test soviétiques reçus à Paris lors d'une transmission par satellite MOLNYA 1. 24 juin 1966. Signal en dent de scie et signal multiburst.

Il convient cependant de remarquer que ce contrôle, s'il est permanent n'est pas tout à fait complet. La durée de chaque signal étant inférieure ou égale à la durée de la ligne, il n'est pas possible de contrôler les caractéristiques du système de transmission au voisinage de la fréquence ligne ou aux fréquences inférieures. De plus, le contrôle se fait sur un signal à composante moyenne aléatoire puisque la composante moyenne dépend du contenu de l'image. Cette composante moyenne peut, dans le cas de transmissions fortement non linéaires, avoir une influence très importante sur la dégradation du signal.

3. La technique des signaux test et la mesure des caractéristiques des équipements

Il convient donc d'associer à ce contrôle permanent mais incomplet des mesures périodiques et complètes.

Pour que les résultats des mesures et des contrôles soient utilisables, il est apparu rapidement qu'ils devaient être cohérents. Il était donc nécessaire de procéder à une unification des méthodes de mesure et de conserver, lors des mesures de maintenance, les mêmes formes d'onde que lors des contrôles.

L'extension de la technique des signaux test aux mesures de maintenance consista à remplacer le signal video image par un signal de nature bien définie :

— pour les mesures de linéarité, par un signal au noir, au blanc ou à composante moyenne variable,

— pour les mesures basse fréquence et très basse fréquence, par un signal passant du noir au blanc à cadence plus ou moins rapide (50 Hz à quelques fractions de Hz).

Le générateur de signaux test dont la seule fonction était primitivement d'insérer des signaux de contrôle dans l'intervalle de suppression devient ainsi un véritable générateur de signaux de mesure video (fig. 21).

Les avantages que présente cette méthode de mesure par rapport aux méthodes classiques par signaux types sont nombreux :

— Il est possible d'effectuer sur un équipement toutes les mesures aux fréquences supérieures à la fréquence ligne sans modifier les conditions de mesure. On pourra ainsi, dans le même temps, mesurer ou contrôler toutes les caractéristiques d'un équipement. La méthode est particulièrement précieuse lorsqu'on recherche le meilleur compromis entre plusieurs types de distorsions.

— La composante moyenne du signal est parfaitement définie.

— Le résultat d'un contrôle d'exploitation est directement comparable aux résultats des mesures de maintenance.

4. Les signaux test utilisés actuellement sur le réseau de l'Office

Décrivons rapidement les signaux test et leur principale utilisation. Ces signaux sont au nombre de cinq (fig. 3) :

— le signal de positionnement et d'identification,

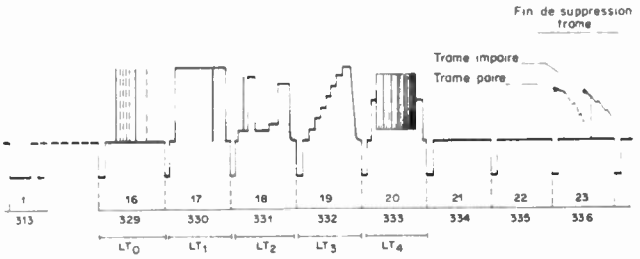


FIG. 3. — Disposition des signaux test dans le signal vidéo.

— le signal au blanc,
— les signaux impulsionnels et transitoires,
— le signal multiburst,
— le signal en escalier.

4.1. LA LIGNE DE POSITIONNEMENT ET D'IDENTIFICATION LT_0

Elle ne porte que quelques impulsions de position, d'amplitude et de durée bien définies. Ces impulsions servent à la localisation des signaux test et, par un codage approprié, à la transmission de données diverses telles que l'indicatif du générateur insérant les signaux des télécommandes ou des télésignalisations (fig. 4).

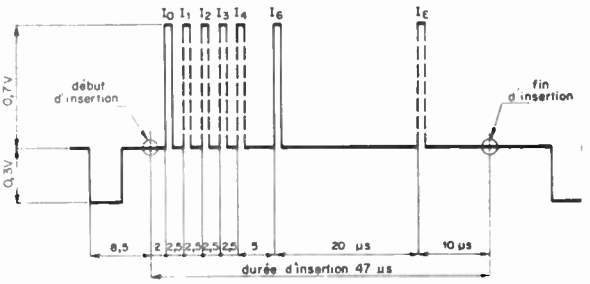


FIG. 4. — Ligne test LT_0. Forme du signal d'identification.

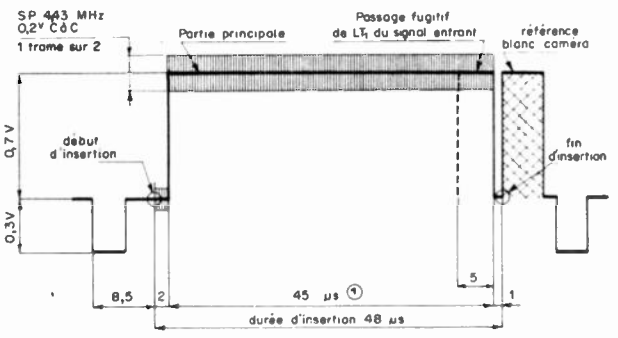


FIG. 5. — Ligne test LT_1. Forme du signal au blanc.

4.2. Le signal au blanc

La ligne blanche, à laquelle on superpose, une trame sur deux, un niveau bien défini de sous-porteuse à 4,43 MHz, sert au contrôle du niveau de luminance, du rapport luminance synchro, des traînages longs et de l'équivalent à 4,43 MHz au niveau du blanc (fig. 5).

4.2.1. *Le contrôle du niveau de luminance et du rapport luminance/synchro*

En SECAM, les informations de chrominance étant transmises en modulation de fréquence, l'amplitude des signaux D_R et D_B de chrominance après décodage ne dépend pas du gain du système de transmission au voisinage de la fréquence des sous-porteuses. Par contre, l'amplitude du signal de luminance Y dépend du gain aux fréquences basses. Il est donc nécessaire, pour que la restitution des teintes soit correcte, d'effectuer en video un contrôle strict du niveau de luminance (fig. 6).

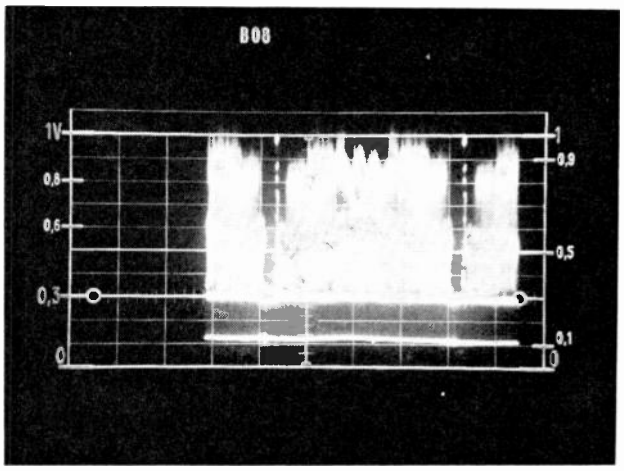


Fig. 6. — Contrôle de niveau et de rapport luminance/synchro. Signal en trame.

D'autres considérations ayant même origine imposent au technicien de contrôler aussi le rapport luminance/synchro.

4.2.2. *Le contrôle des traînages longs*

Les traînages longs affectent considérablement la qualité d'une image. Les systèmes d'alignement limitent en général leur influence à la durée de la ligne. Le signal au blanc permettra de les mettre en évidence et de les corriger (fig. 7).

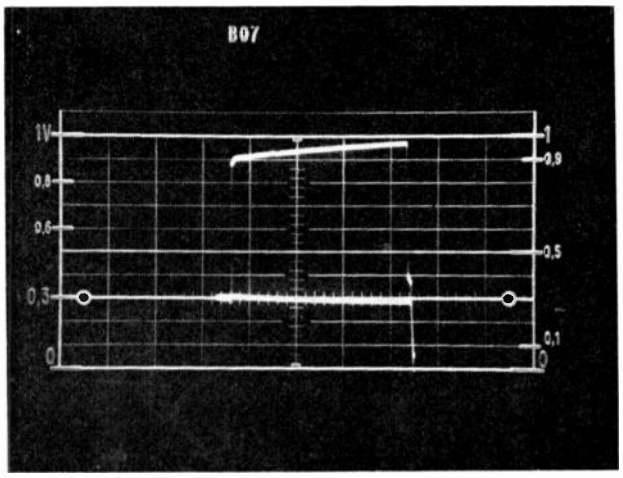


Fig. 7. — Effet d'un tramage long sur le signal au blanc. Trame sans sous-porteuse.

4.2.3. *L'équivalent à 4,43 MHz au niveau du blanc*

En SECAM, la présence systématique d'un niveau important de sous-porteuse au blanc rend nécessaire un contrôle particulier. On peut en effet, en exploitation, constater, notamment sur les émetteurs, des intermodulations importantes. Un écrêtage de cette sous-porteuse a pour principal effet de diminuer, au moment où il se produit, le rapport signal de chrominance à bruit.

4.2.4. *Le contrôle de la phase d'intermodulation à 4,43 MHz*

La sous-porteuse superposée à un signal de luminance à niveau constant peut être utilisée comme référence de phase, après retard, pour un contrôle de la phase d'intermodulation à 4,43 MHz (§ 4.5.2).

4.3. Les signaux impulsionnels et transitoires

Depuis quelques années, l'emploi des impulsions en sinus carré s'est considérablement développé et des méthodes de contrôle des équipements par l'utilisation du « pulse and bar » ont été mises au point. Ces formes d'onde sont en effet très caractéristiques du signal de télévision puisqu'elles représentent le point blanc sur fond noir et la transition noir-blanc.

Il peut être nécessaire, en cas de transmission couleur, de connaître les caractéristiques linéaires du système de transmission aux fréquences élevées et notamment dans le canal de chrominance. Une utilisation complète du « pulse and bar » consiste à calculer ces caractéristiques à partir des suites d'échantillonnage du signal action et du signal réponse. La mise en œuvre de cette mesure ne peut être menée à bien que moyennant certaines précautions. Il faut, bien sûr, que la transmission soit linéaire ou quasi linéaire dans le domaine de variation du signal. Il faut aussi que les états de repos puissent être définis sans ambiguïté.

Pour ces raisons, on fait précéder la barre par l'impulsion et on donne à ces deux formes d'onde l'amplitude crête à crête de 500 mV (fig. 8).

Cette mesure nécessite l'emploi d'un ordinateur. Elle apparaît néanmoins particulièrement bien adaptée

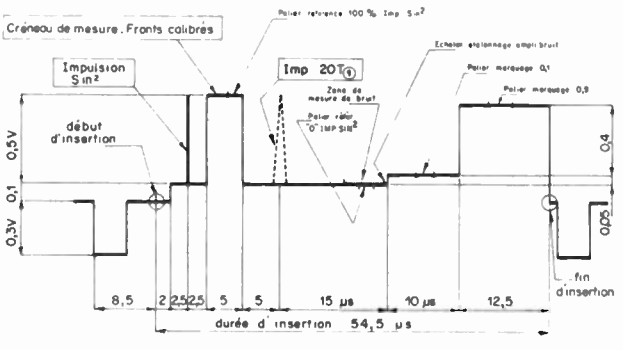


Fig. 8. — Ligne test LT_2. Forme du signal.

aux mesures des caractéristiques linéaires, dans le cas des mesures automatiques par échantillonnage des signaux-test.

Afin de tester le canal de transmission aux fréquences élevées, on utilise une impulsion « T » en forme de sinus carré dont la durée à mi-hauteur est $T = 1/2\,fc$ où f_c est la fréquence de coupure du canal (fig. 9).

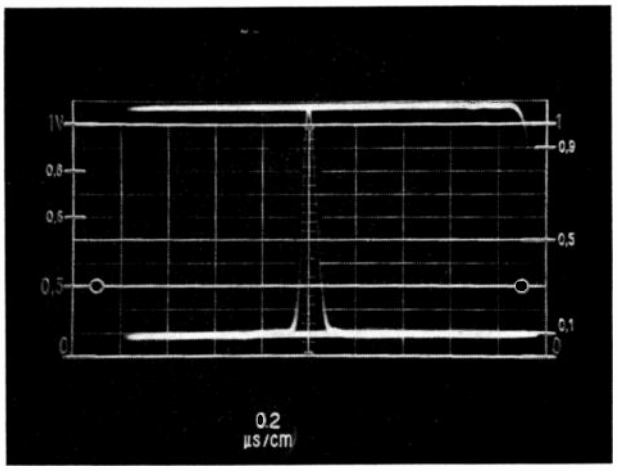


FIG. 9. — Impulsion en sinus carré. Forme du signal au départ.

Si $\delta_F(t) = \dfrac{\sin \pi Ft}{\pi t}$ et si $a_i\ (iT)$ et $r_i\ (iT)$ sont les suites des valeurs d'échantillonnage de l'action $A(t)$ et de la réponse $R(t)$, on sait qu'il est possible, d'après SHANNON, d'écrire pour les signaux à bande limitée :

$$A(t) = \frac{1}{F} \sum_{-\infty}^{+\infty} a_i(iT)\, \delta_F(t - iT)$$

$$R(t) = \frac{1}{F} \sum_{-\infty}^{+\infty} r_i(iT)\, \delta_F(t - iT)$$

et leur transformée, sous la forme :

$$\mathcal{C}_A = \frac{1}{F} \sum_{-\infty}^{+\infty} a_i(iT)\, e^{-2\pi jifT}$$

$$\mathcal{C}_R = \frac{1}{F} \sum_{-\infty}^{+\infty} r_i(iT)\, e^{-2\pi jifT}$$

La fonction de transfert $\mathcal{F} = \dfrac{\mathcal{C}_R}{\mathcal{C}_A} = \rho(f)\, e^{-j\varphi(f)}$ permettra de calculer les réponses amplitude fréquence ou phase fréquence (fig. 10).

Le programme mis au point par le laboratoire de traitement de l'information du Service des Etudes de l'ORTF permet de calculer ces caractéristiques sur ordinateur à partir de suites d'échantillonnage de 50 termes (fig. 11 et 12).

Les deux méthodes de transformation utilisées (ARSAC et PAPOULIS) ont donné des résultats identiques.

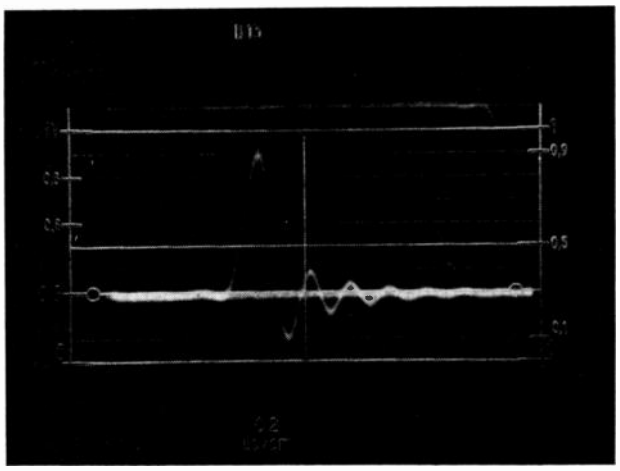


FIG. 10. — Réponse à l'action impulsionnelle en sinus carré sur une liaison Paris-Francfort-Paris le 20 janvier 1967.

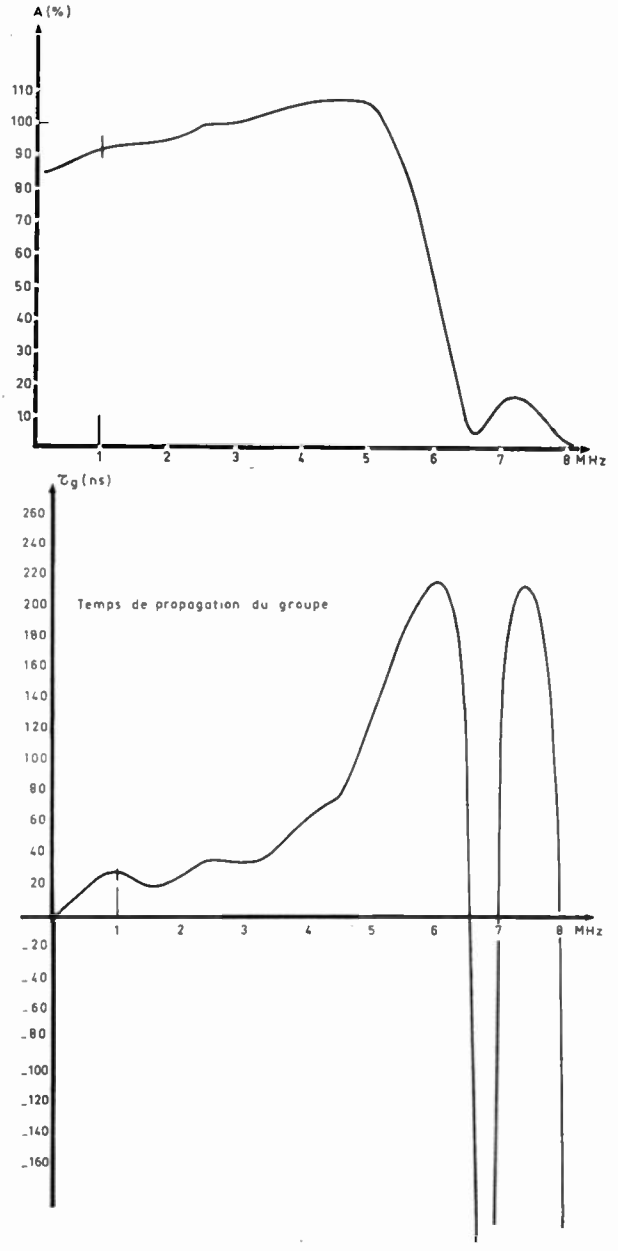


FIG. 11 et 12. — Résultats du calcul des caractéristiques linéaires de la transmission à partir de l'échantillonnage des signaux des figures 9 et 10. Caractéristique amplitude-fréquence. Caractéristique temps de propagation de groupe-fréquence.

Ces résultats sont présentés sous la forme d'un échantillonnage de la fonction de transfert $\mathcal{F}$ ou plutôt de $\rho(f)$ et de $\varphi(f)$ ou $d\varphi/df$ tous les 100 KHz.

On donne, à titre d'exemple, les résultats obtenus sur une liaison hertzienne longue. On remarquera, en haut de bande, la présence de deux trappes l'une correspondant à une onde pilote de continuité et l'autre à une voie son.

On comparera le résultat obtenu pour la caractéristique amplitude fréquence à la réponse au signal multiburst sur le même quadripôle (fig. 17).

On peut, avec le même signal, contrôler les réponses transitoires et notamment les fronts montants aux fronts descendants, ainsi que les traînages courts et moyens (fig. 13).

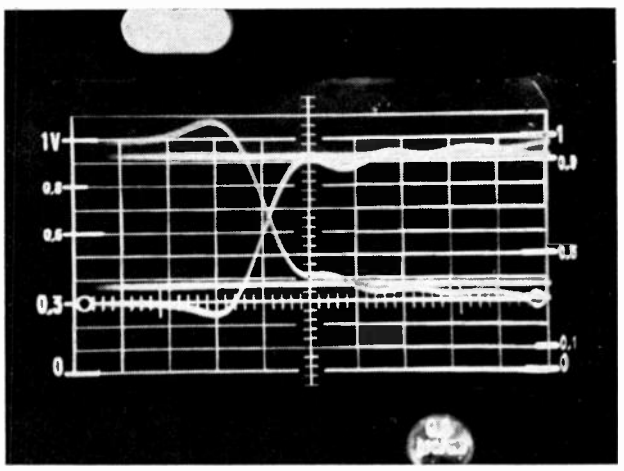


FIG. 13. — Réponse transitoire — Front montant et front descendant. Ensemble émetteur et démodulateur HF. Marquage à 10 % et 90 %.

4.4. LE SIGNAL MULTIBURST

Dans le but de contrôler plus rapidement la caractéristique amplitude fréquence aux fréquences élevées, on utilise le signal multiburst (fig. 14).

On lui associe un créneau ayant même amplitude que les salves et situé soit sur la même ligne (fig. 2) soit sur deux lignes différentes (fig. 9). On peut ainsi faire (aux erreurs de traînage et de linéarité près) des mesures d'équivalent à différentes fréquences.

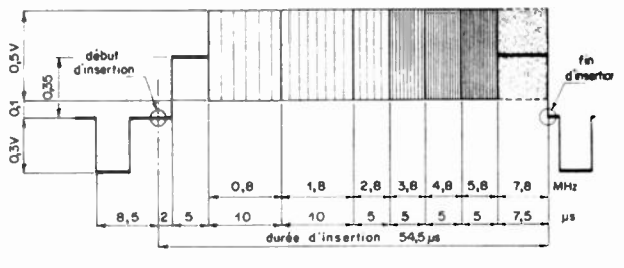


FIG. 14. — Ligne test LT_4 — Forme du signal multiburst.

4.4.1. *Effet des distorsions linéaires*

Comme nous allons le voir, s'il est pratique, le signal multiburst n'est pas très complet (fig. 17).

Afin de préciser la façon dont un signal multiburst teste le quadripôle de transmission on peut étudier simplement la répartition spectrale d'une salve de durée θ, d'amplitude a et de fréquence $f = \dfrac{\Omega}{2\pi}$

soit $A(t) = a \sin\Omega t \quad [V(t) - V(t-\theta)]$

où $V(t)$ est l'échelon unité.

Sa transformée s'écrit :

$$\mathcal{C}_A = \frac{a}{\Omega^2 - \omega^2}\left[\Omega - \Omega \cos \Omega\,\theta\, e^{-j\omega\theta} - j\omega \sin \Omega\,\theta\, e^{-j\omega\theta}\right]$$

soit, en posant :

$$\Omega\theta = 2\pi v \qquad \text{et} \qquad \omega\theta = 2\pi s v$$

et en séparant partie réelle et partie imaginaire :

$$P_R(\mathcal{C}_A) = \frac{a\theta}{2\pi v(1-s^2)}\left[1 - \cos 2\pi v \cos 2\pi s v - s \sin 2\pi v \sin 2\pi s v\right]$$

$$P_I(\mathcal{C}_A) = \frac{a\theta}{2\pi v(1-s^2)}\left[\cos 2\pi v \sin 2\pi s v - s \sin 2\pi v \cos 2\pi s v\right].$$

Les figures 15 et 16 donnent le résultat de la tabulation de l'expression

$$100\,\frac{\sqrt{(P_R(\mathcal{C}_A))^2 + (P_I(\mathcal{C}_A))^2}}{\left[\sqrt{P_R(\mathcal{C}_A)^2 + P_I(\mathcal{C}_A)^2}\right]} \quad \text{pour } s = 1$$

suivant les valeurs de s et pour différentes valeurs de v

$v = 8$: salve de 10 µs à la fréquence 0,8 MHz

$v = 29$: salve de 5 µs à la fréquence 5,8 MHz

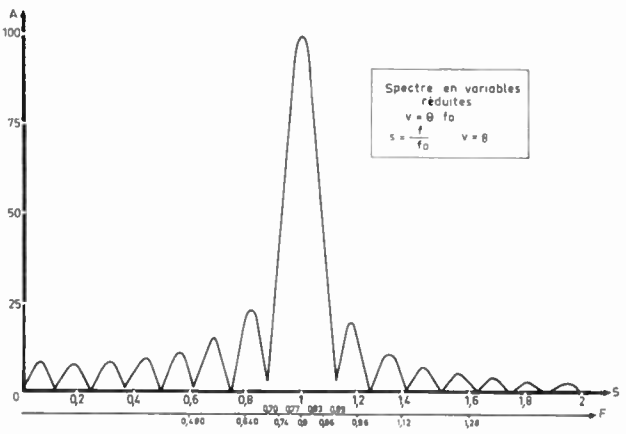


FIG. 15. — Densité spectrale d'une salve à 0,8 MHz de 10 µs.

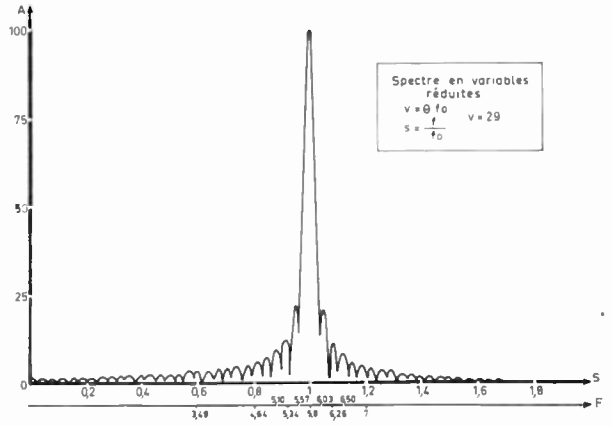


FIG. 16. — Densité spectrale d'une salve à 5,8 MHz de 5 μs.

Cette tabulation, effectuée par le laboratoire de traitement de l'information du Service des Etudes de l'ORTF montre comment le signal multiburst teste la caractéristique amplitude-fréquence du système de transmission.

On voit que le signal multiburst ne sera sensible au premier ordre qu'aux distorsions linéaires se produisant dans une bande de $2/\theta$ autour de la fréquence de la salve.

Dans le cas où $\theta = 5$ μs, $2/\theta = 400$ kHz

Un accident sélectif se produisant entre deux fréquences pourra donc passer inaperçu. On constatera néanmoins une dégradation des transitoires de la salve, dégradation d'autant plus marquée que l'accident se produira à une fréquence plus proche de la fréquence de la salve (Cf. la dernière salve sur la figure 17_1).

4.4.2. *Effet des distorsions non linéaires*

Le signal multiburst peut être affecté de distorsions non linéaires importantes.

Ecrivons le signal action $A(t)$ sous la forme :

$$A(t) = A_0 + \sum_i^n B_0 [\cos 2\pi f_i t \left(V(t - i\theta) - V(t - (i+1)\theta)\right)]$$

où f_i est la fréquence du burst i

et B_0 l'amplitude des bursts.

La réponse $R(t)$ s'écrit généralement sous la forme :

$$R(t) = \sum_i [R(f_i, A_0, B_0) + S(f_i, A_0, B_0) \cos 2\pi f_i t] \times [V(t - i\theta) - V(t - (i+1)\theta)].$$

L'intermodulation entre les composantes à fréquence élevée et les composantes à fréquence basse est caractérisée par le fait que $R(f_i, A_0, B_0)$ est une fonction de la fréquence. La valeur moyenne de la salve dépend de la fréquence de la salve.

Ce genre de distorsion est dû notamment aux préaccentuations importantes mises en œuvre sur les faisceaux hertziens et aux limitations de bande en fréquence intermédiaire (mais on le constate aussi sur les émetteurs).

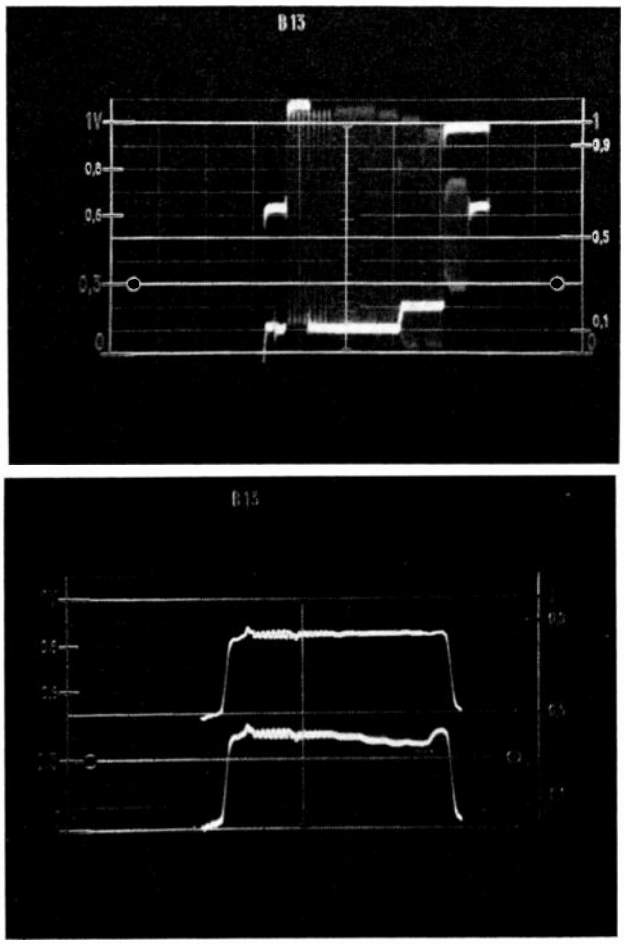


FIG. 17. — Réponse au signal multiburst sur la liaison Paris-Francfort-Paris, le 20 janvier 1967.
Effet des distorsions linéaires et non linéaires. Signal direct et filtré.

Si le signal n'est pas aligné à l'entrée du modulateur, la distorsion dépend de la composante moyenne du signal.

Ce genre de distorsion n'avait que peu d'importance en télévision noir et blanc, les taux de modulation aux fréquences élevées étant en général assez faibles. Il n'en est pas du tout de même en télévision en couleurs où la présence d'une sous-porteuse de chrominance à fort niveau, superposée au signal de luminance est systématique. Elle combinera ses effets à ceux des non-linéarités basse fréquence (§ 4.5.1.).

4.5. LE SIGNAL EN ESCALIER

Le problème de la mesure des non-linéarités est complexe. Il est nécessaire que les conditions de mesure soient parfaitement définies. On se limite, en général, à l'évaluation des distorsions ayant un effet important sur la qualité de l'image : mesures de linéarité basse fréquence et mesures d'intermodulation. La forme d'onde actuellement utilisée par l'Office est un escalier à 7 marches de 100 mV chacune auquel on superpose, une trame sur deux, 200 mV cc de sous-porteuse à 4,43 MHz (fig. 18).

4.5.1. *Mesures de linéarité basse-fréquence*

Supposons que l'on applique à l'entrée du quadripôle une action $a(t) = a \cdot V(t)$ où $V(t)$ est l'échelon unité.

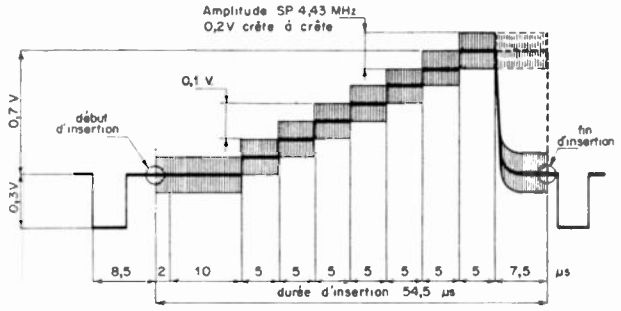


FIG. 18. — Ligne test LT3. Forme du signal en escalier.

On obtiendra une réponse $r(t)$.

Si le quadripôle est linéaire et permanent, à l'action $A(t) = \sum_i a \cdot V(t - iT)$ correspondra la réponse

$$R(t) = \sum_i r(t - iT).$$

Si l'on admet que, sur la réponse, la durée des transitions est faible devant T, on peut écrire :

$$r(t) = r \cdot V(t) \quad \text{et} \quad r(t - iT) = r \cdot V(t - iT)$$

En cas de transmission non linéaire, on obtient un signal réponse de la forme :

$$R(t) = \sum_i r_i \cdot V(t - iT) \ .$$

La mesure consiste alors à évaluer la suite r_i pour une valeur donnée de $\sum_i r_i$ (amplitude crête à crête du signal réponse) ou plus simplement la suite $g_i = \dfrac{nr_i}{\sum_i r_i}$ pour une valeur donnée de $\sum_i r_i$ (700 mV cc) et si n est le nombre de transitions de l'escalier (fig. 19).

On utilise en fait un filtre de dérivation qui donne à chaque transition une réponse de forme impulsionnelle et d'amplitude h_i proportionnelle à l'amplitude r_i de la transition. On évalue alors la suite $\dfrac{nh_i}{\sum_i h_i}$.

Un avantage important de cette méthode est qu'elle est précise et permet d'établir, au premier ordre, des lois de composition lors de la mise en chaîne de deux quadripôles.

Le filtre de dérivation est un passe bande centré vers 350 kHz.

Remarquons qu'en général, le résultat des mesures dépend beaucoup de la composante moyenne du signal.

De plus, la présence éventuelle de sous-porteuse à 4,43 MHz peut, pour les mêmes raisons que celles évoquées au paragraphe 4.4.2., modifier le résultat de la mesure. C'est ce que l'on voit sur la figure 19 où les signaux correspondant aux trames avec et sans sous-porteuse sont superposés. On voit que les saturations au blanc sont différentes dans les deux cas.

4.5.2. *Mesures d'intermodulation luminance-chrominance*

Supposons que l'on applique à l'entrée du quadripôle un signal de la forme :

$$A(t) = b \cos \omega t + \sum_{i=0}^{n} a \cdot V\big(t - (i+1)T\big)$$

entre les instants $t = 0$ et $t = (n+1)T$. On obtiendra en sortie (dans le cas où il n'y a pas d'intermodulations chrominance luminance) et sans tenir compte des distorsions transitoires, un signal de la forme :

$$R(t) = \sum_{i=0}^{n} \Big[b_i(a, \omega) \cos \big[\omega t + \varphi_i(a, \omega)\big] \Big] \Big[v(t - iT) - v(t - (i+1)T) \Big] + \sum_i r_i V\big(t - (i+1)T\big) \ .$$

L'intermodulation luminance/chrominance est caractérisée par le fait que les termes b_i et φ_i dépendent de l'indice i.

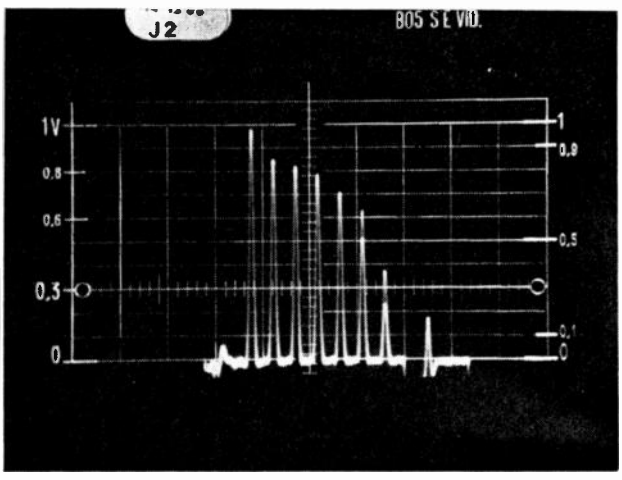


FIG. 19. — Escalier dérivé — Effet des non-linéarités basse fréquence.

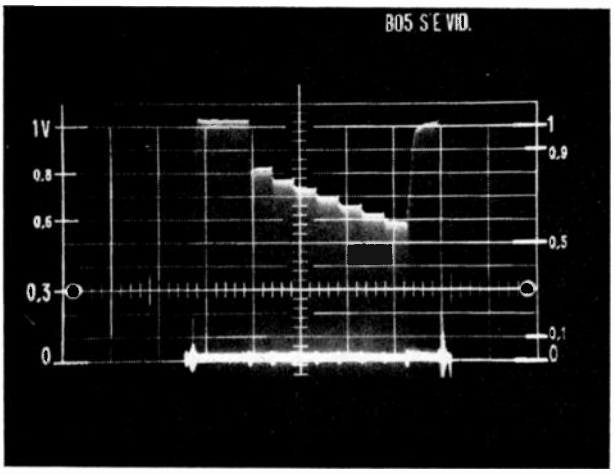


FIG. 20. — Escalier avec sous-porteuse filtrée. Effet de gain d'intermodulation.

On pourra, à l'aide d'un filtre passe-bande centré autour de $\omega/2\pi = 4{,}43$ MHz, éliminer le terme $\sum_i r_i V(t-(i+1)T)$ et faire apparaître $b_t(a,\omega,i)$ caractéristique du gain d'intermodulation (fig. 20).

Pour mettre en évidence la phase d'intermodulation, il faudra disposer d'une référence de phase et d'un détecteur.

L'obtention de la référence peut se faire de plusieurs façons :

— soit en asservissant un oscillateur local sur un burst dans l'intervalle de suppression ligne (cas des signaux PAL).

— soit en retardant localement une référence transmise précédemment à niveau de luminance constant. Une étude est en cours pour la mise au point de cette méthode de mesure.

Notons d'ailleurs que, pour ce qui concerne la phase d'intermodulation, ce n'est pas en SECAM l'écart de phase par rapport au niveau du noir qui intervient mais plutôt les valeurs $\Delta\varphi_t = [\varphi_{t+1} - \varphi_t]$ pour une transition donnée de luminance, la phase d'intermodulation ne pouvant agir que transitoirement par la modulation de fréquence parasite de la chrominance au moment d'une transition de luminance.

Quant au gain d'intermodulation, si son effet est, en SECAM, lui aussi transitoire, il faut tenir compte, comme nous l'avons déjà signalé, de son incidence sur le rapport signal de chrominance à bruit en réception.

Notons enfin que les termes b_t et φ_t dépendent de l'amplitude de sous-porteuse superposé au signal de luminance et qu'il est logique, pour effectuer les mesures ou les contrôles, de prendre un niveau de sous-porteuse égal à la valeur moyenne rencontrée sur le signal couleur. C'est la raison pour laquelle on a superposé 200 mV cc de 4,43 MHz à l'escalier de luminance.

5. Conclusion. Les moyens mis en œuvre

Comme nous venons de le voir, les mesures en télévision en couleur sont nettement plus complexes qu'en noir et blanc. La technique des signaux test permet cependant de mesurer tous les paramètres importants.

Le Service des Etudes de l'ORTF a conçu et réalisé un générateur de signaux (SN 934) et un oscilloscope (SN 924) spécialement adaptés à ce besoin (fig. 21 et 22).

Les appareils de pré-série équipent d'ores et déjà les points importants du réseau. Les constructions en cours permettront d'effectuer un contrôle précis et permanent des équipements de transmission et de diffusion de l'Office.

FIG. 21. — Générateur de signaux test SN 934.

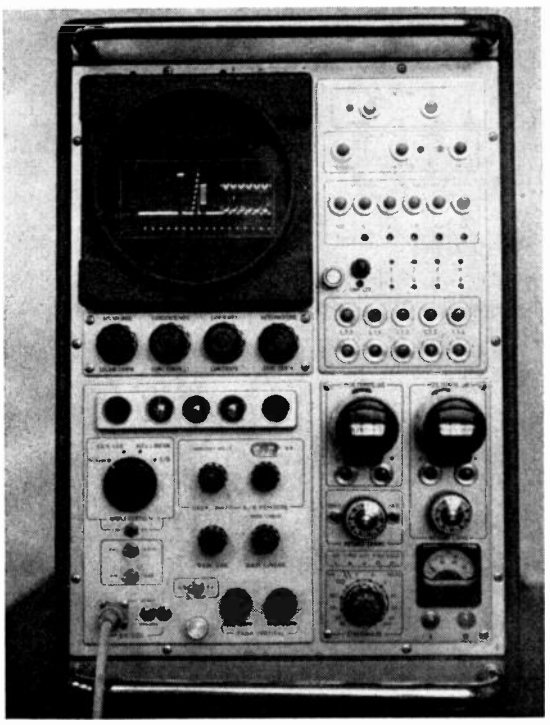


FIG. 22. — Oscilloscope de mesure vidéo SN 924.

Correspondance

DISTRIBUTION DE PROGRAMMES NOIR ET BLANC ET COULEUR PAR ÉMETTEUR TV - 2e CHAINE RÉALISÉ PAR LABINAL

1. Introduction

La distribution sur réseau coaxial de programmes de télévision élaborés sur place, nécessite des émetteurs plus simples que les émetteurs de télévision dans les stations d'émission. De tels émetteurs de distribution sont nécessaires en particulier pour les expositions où l'on désire alimenter en haute fréquence un grand nombre de récepteurs de télévision du commerce à partir de caméras situées à proximité du réseau de distribution.

Ce nouveau type d'émetteurs sert actuellement, entre autres, à l'Exposition de Montréal pour la diffusion d'un programme en couleur SECAM vers 50 récepteurs, et d'un programme noir et blanc vers 15 autres récepteurs installés dans le Pavillon français (voir *Onde Electrique* de juin 1967, page 763).

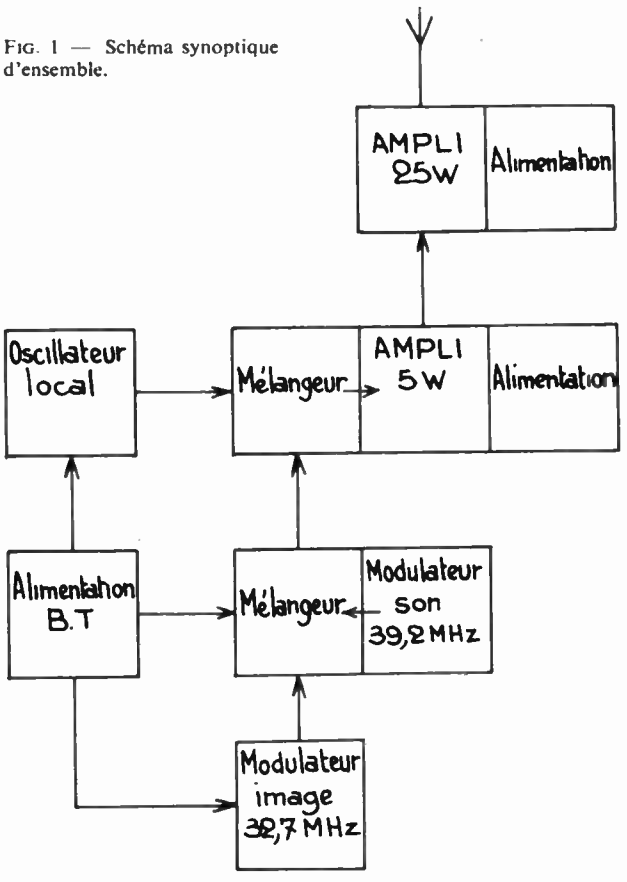
2. Description

L'émetteur de distribution LABINAL, type 6357, est dérivé de la gamme de réémetteurs 2e chaîne qui ont été mis au point précédemment, et dont la partie réception est remplacée par des circuits modulateurs son et image. La modulation en amplitude des voies « son » et « image » est effectuée en fréquence intermédiaire. Les deux voies sont ensuite combinées et transposées simultanément dans un quelconque des canaux de la bande IV et V (canaux 21 à 69), puis amplifiées ensemble dans une chaîne d'amplification unique jusqu'à une puissance de 5 W ou de 25 W crête (fig. 1).

L'émetteur 5 W indiqué sur la figure 2 est composé, de bas en haut, des sous-ensembles suivants :

- modulateur image
- modulateur son
- oscillateur local émission
- alimentation générale
- amplificateur 5 W
- panneau de contrôle.

FIG. 1 — Schéma synoptique d'ensemble.



Un régulateur de tension peut être ajouté à l'arrière, si nécessaire.

Deux modèles de baie sont possibles :

— soit la baie de 1,25 m de hauteur pour la version 5 W (fig. 2),

— soit la baie de 1,60 m de hauteur pour la version 25 W comportant alors, au-dessus de l'amplificateur 5 W, un tiroir amplificateur 25 W autonome.

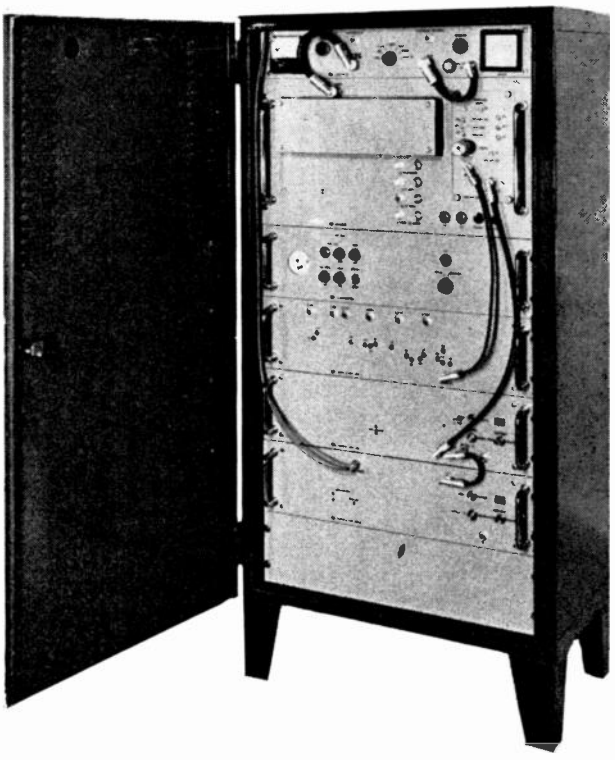


FIG. 2 — Emetteur T.V. de distribution type 6357

L'ensemble est entièrement transistorisé, sauf les tiroirs amplificateurs 5 W et 25 W où l'on trouve 5 tubes en tout. Il est évident que la fiabilité de cet appareil est élevée (MTBF supérieur à 10 000 heures non compris les tubes), et que la maintenance est réduite (durée de vie des tubes supérieure à 3 000 heures). La sécurité de fonctionnement de l'appareil est élevée, les composants ayant des contraintes faibles et les tubes travaillant sans courant grille et à faible dissipation anodique. La complexité très réduite du matériel rend son utilisation très simple et sa mise en œuvre facile.

De plus, par remplacement de deux tiroirs, et adjonction d'un autre, l'appareil peut être transformé en réémetteur bande IV et V. L'appareil est accordable dans chaque demi-bande d'émission 470-660 MHz, 660-860 MHz.

3. Performances

L'émetteur type 6357 est conforme à la spécification O.R.T.F. SN 737 A relative aux émetteurs de télévision pour stations non surveillées avec certains aménagements mineurs. Ces caractéristiques sont les suivantes :

3.1. *Caractéristiques électriques essentielles :*

(CCIR système L, son en modulation d'amplitude)

- signal image reçu : amplitude 1 V crête à crête, impédance 75 Ω, polarité positive ;
- signal son reçu : entrée symétrique, impédance interne de source 200 Ω, niveau maximal +12 dBm
- puissance émise : 5 W ou 25 W crête image, porteuse son 10 % à 15 % de la puissance image, impédance 50 Ω ;
- bande transmise : suivant gabarit O.R.T.F. ;
- fréquence d'émission : entre 470 et 860 MHz ;
- stabilité des porteuses : $\pm 10^{-5}$ de 10 à 40 °C d'ambiance ou 10^{-6} avec thermostat, sur demande ;
- rayonnements parasites : −40 dB maximum ;
- modulation résiduelle inférieure à −45 dB ;
- diaphonie son/image et image/son : 45 dB minimum ;
- régime transitoire : dans le gabarit standard O.R.T.F. ;
- temps de propagation : dans le gabarit standard O.R.T.F. ;
- alimentation secteur : 220 V ±2 % sans régulateur ou 220 V ±20 % avec régulateur ;
- consommation : 400 W pour 5 W émis, 1 kW pour 25 W émis.

3.2. *Caractéristiques mécaniques :*

- dimensions de l'armoire :
  largeur : 0,60 m,
  profondeur : 0,40 m,
  hauteur : 1,25 m (puissance 5 W), 1,60 m (puissance 25 W) ;
- poids :
  120 kg environ (puissance 5 W),
  150 kg environ (puissance 25 W) ;
- température de stockage : %40 °C à +85 °C ;
- température d'utilisation : +5 à +45 °C
- ventilation : entrée d'air par le dessous de l'armoire, sortie d'air par l'avant ;

4. Conclusions

L'émetteur type 6357 est un nouveau type d'appareil, conçu en principe pour la distribution sur réseau coaxial de programme de TV bande IV et V. Son niveau de puissance limité à 25 W le classe parmi les émetteurs de petite puissance. Rien n'empêche d'utiliser l'appareil dans une station d'émission de télévision industrielle. En bas de l'appareil, une place libre permet d'adjoindre d'autres fonctions, par exemple, le traitement vidéo. Cet émetteur de distribution simple devient alors un réel émetteur de transmission dont le prix est modeste.

LA FABRICATION DES TUBES DE TÉLÉVISION A MASQUE PERFORÉ A LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - RTC

A l'usine de DREUX de la Radiotechnique Coprim RTC, la production des tubes cathodiques est caractérisée par l'automaticité très poussée des manutentions et des techniques de fabrication :

Une chaîne de 3 km de convoyeurs a été conçue pour équilibrer les postes de travail et ménager entre chaque opération des temps précis de séchage, de recuit ou de refroidissement. Les tubes ne sont jamais immobiles : entre le moment où une ampoule est chargée sur le convoyeur et celui où le tube est terminé et emballé, il s'écoule 13 heures, temps nécessaire pour parcourir tout le circuit de la chaîne et passer sur les différents manèges de traitement.

La fabrication des tubes cathodiques, tant pour la couleur que pour le noir et blanc, donne lieu à trois séries d'opérations : la préparation, le montage et la finition.

Si les opérations de montage et de finition apparaissent comme assez sensiblement les mêmes, la préparation des deux catégories de tubes présente de grandes différences : déjà délicate pour les tubes en noir et blanc, elle exige, pour la couleur, des conditions de travail, un appareillage et des techniques sans commune mesure avec le noir et blanc.

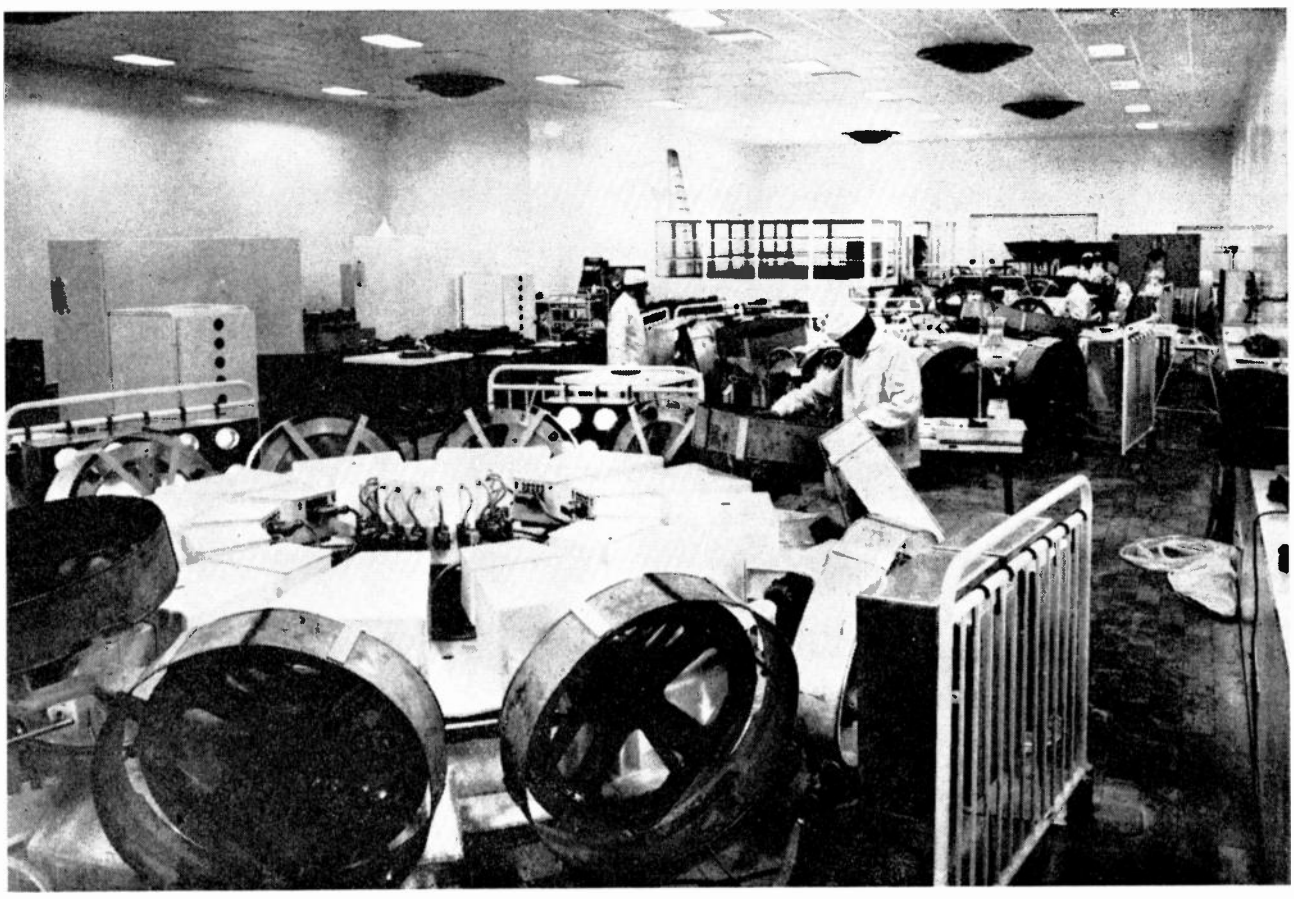
PRÉPARATION DU TUBE CATHODIQUE COULEUR

Le tube actuellement fabriqué à l'usine de Dreux de la Radiotechnique - Coprim - R.T.C. est le tube à masque perforé ou masque d'ombre, plus connu sous la désignation de « shadow-mask ».

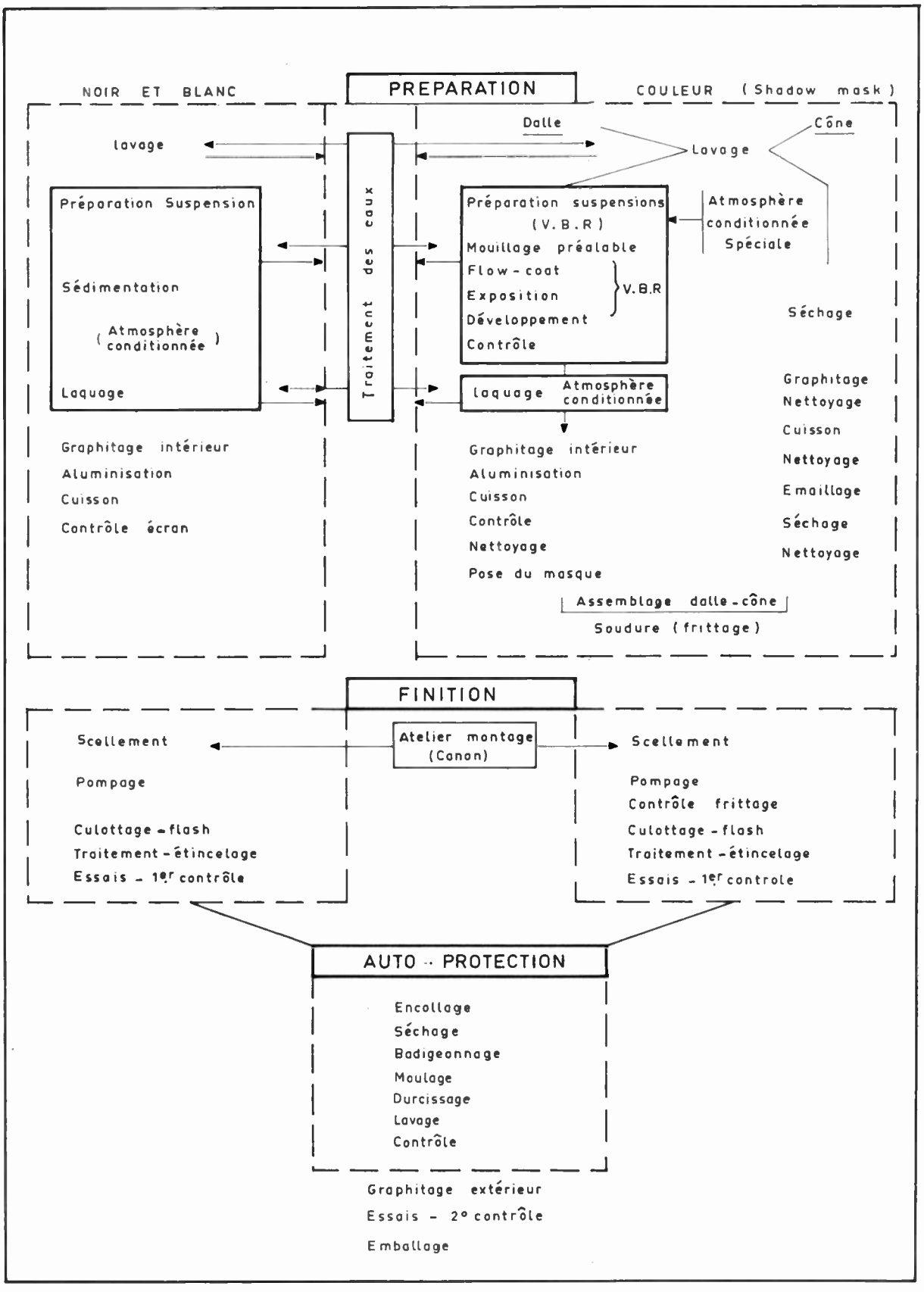
A l'émission, l'image télévisée en couleur est décomposée en trois images primaires, verte, bleue et rouge, que le tube cathodique doit restituer et superposer correctement sur l'écran.

Ce tube sera donc muni de trois canons correspondant chacun à l'une des trois couleurs composantes et disposés dans un manchon à 120 ° les uns des autres. Un masque perforé est interposé entre les trois canons et l'écran de telle façon que les électrons émis par chaque canon ne puissent frapper, à travers le masque, que les points luminescents d'une seule couleur.

L'écran est formé d'environ 1 200 000 points, appelés luminophores, soit 400 000 points pour chaque couleur. Chaque groupe de trois couleurs, ou triplet, forme un triangle équilatéral et correspond à un seul trou du masque. Afin d'obtenir une pureté totale des couleurs sur l'ensemble de l'écran, les diamètres des trous et celui des luminophores, qui sont en moyenne de 300 à 400 microns, vont en augmentant vers les bords de l'écran où les faisceaux d'électrons arrivent obliquement.



Salle " Flow-coat, Exposition, Développement "



Stades de fabrication d'un tube de Télévision

La préparation des tubes pour la télévision en couleur comporte trois phases principales :

— la fabrication du masque perforé,

— la formation de l'écran,

— l'assemblage du tube.

1° *Le masque perforé*

Actuellement, la COPRIM reçoit le masque directement de l'usine Philips d'Eindhoven sa fabrication n'est à envisagée à Dreux que dans un an environ.

Le masque perforé est obtenu à partir d'une plaque de tôle de 0,1 mm d'épaisseur, découpée à des dimensions légèrement supérieures à celles du masque définitif, puis soigneusement dégraissée et rincée.

Après avoir reçu une couche photosensible sur ses deux faces, elle est placée entre deux plaques de verre sur lesquelles les trous sont représentés par des points ne laissant pas passer les rayons ultraviolets auxquels elle est ensuite exposée. Ce rayonnement polymérise la couche photosensible.

Un lavage élimine les points non irradiés qui sont alors attaqués à l'acide : la tôle se trouve perforée suivant la disposition prévue. Le masque est ensuite rincé, séché, recuit, aplani, contrôlé et pressé pour prendre la forme de l'écran.

Il est enfin noirci par oxydation dans le double but d'éviter une absorption d'énergie susceptible de déformer le masque par dilatation et de contribuer à l'élimination des émissions secondaires provoquées par les gaz résiduels occlus dans le métal, élimination déjà obtenue en partie par les opérations de cuisson.

2° *La formation de l'écran*

En attendant que SOVIREL puisse les réaliser à Bagnaux, les ampoules de verre pour les tubes de télévision de la Radiotechnique sont importés de l'usine Corning Glass de Hollande qui les exécute également pour Philips.

Les deux parties de l'ampoule, le cône et la dalle, après avoir été lavées, suivent des chemins distincts : le cône va directement au poste de montage du tube. La dalle subit une série d'opérations conduisant à la formation de l'écran.

Il s'agit d'y déposer, dans des proportions précises, les « suspensions » constituées d'éléments infiniment petits de corps photosensibles, correspondant aux trois couleurs fondamentales.

Ces opérations sont effectuées dans une salle climatisée, dépoussiérée, et éclairée par des lampes à vapeur de sodium, où tout le personnel est obligatoirement vêtu de nylon. Entourée d'une double cloison, isolée par un sas, cette salle évoque bien plus un laboratoire qu'un atelier. Cette ambiance est imposée par la nécessité de protéger les laques photosensibles qui sont utilisées.

Les compositions photosensibles, correspondant aux trois couleurs, sont préparées dans un atelier spécial et déposées successivement sur le fond de l'ampoule, appelé dalle, dans l'ordre vert, bleu, rouge, selon un mode opératoire identique.

A l'aide d'un appareil doseur, l'intérieur de la dalle est enduit par écoulement de la suspension photosensible et l'étalement uniforme est obtenu par centrifugation ; après séchage aux rayons infrarouges, la dalle reçoit, provisoirement fixé dans sa position définitive, le masque perforé qui sera ultérieurement mis à l'intérieur du tube.

L'ensemble est disposé sur une table d'exposition qui contient une source puissante de rayons ultraviolets. Un réglage du système optique qui équipe cette table permet d'éclairer à travers le masque les emplacements correspondant aux points d'impact du faisceau électronique. Cette opération a pour effet de rendre insolubles à l'eau les parties exposées au rayonnement.

La dalle, séparée de son masque, est lavée à l'eau tiède sous faible pression. Seuls les points exposés restent fixés sur l'écran et y apparaissent en vert. Après séchage, l'écran est contrôlé sur une table spéciale par exploration de toute sa surface au microscope.

Les opérations ci-dessus sont répétées pour les deux couleurs bleu et rouge.

Le même masque est utilisé pour une même dalle mais, sur la table d'exposition, la source de rayons ultraviolets est décalée en fonction du positionnement des canons.

Cette technique délicate est au point et permet d'obtenir à la fois la qualité et la production en série.

3° *Finition de l'écran*

Laquage. — Placée sur un manège de laquage, la dalle est soumise à un nouvel agent mouillant, dilué à l'eau désionisée. Une pellicule de résine acrylique colorée, diluée dans du toluène, est déposée sur sa face intérieure. Destinée à servir de support au film d'aluminium qui sera mis en place ultérieurement ; cette pellicule de résine disparaîtra par la suite. La laque est séchée dans un four muni d'une hotte destinée à évacuer les vapeurs de toluène.

Aluminisation. — L'aluminisation améliore la brillance du tube et favorise l'élimination des charges électriques développées sur les parois de l'ampoule par le fort potentiel appliqué à l'écran et au canon : elle est obtenue par évaporation sous vide d'une quantité précise d'aluminium. Un appareil électronique contrôle automatiquement l'épaisseur de cette couche et signale toute défectuosité.

En fin d'opération, un contrôle visuel est effectué par prélèvement.

Opérations de cuisson. — Ces opérations sont effectuées dans deux grands fours ou arches à température progressive et très strictement régulée. Les dalles, placées sur un tapis roulant, traversent l'arche et subissent, selon une courbe de température rigoureusement déterminée, un traitement thermique qui élimine la couche de laque. En même temps est effectué un dégazage de la dalle, destiné à faciliter l'opération de pompage.

Contrôle et fixation du masque. — Avant d'être livrées au montage, les dalles sont contrôlées en lumière transmise, puis en lumière diffuse. Tout défaut de l'écran provoque son rejet immédiat.

Puis le masque perforé est fixé définitivement sur la dalle correspondante.

4° *Assemblage du tube « couleur »* — Le cône, lavé, est enduit intérieurement d'une mince pellicule de graphite qui permettra de relier électriquement entre eux, la borne de très haute tension, la couche d'aluminium et les canons à électrons.

Scellement. — La dalle et le cône sont une dernière fois soigneusement nettoyés à l'eau déminéralisée, puis un ruban d'émail ou de verre « fusible », c'est-à-dire dont le point de fusion est inférieur à celui du verre de l'ampoule, est déposé, sous forme de pâte, sur les bords du cône.

La dalle est ensuite appliquée très exactement sur le cône et l'ensemble est introduit dans un four. L'émail fond et assure entre le cône et la dalle une liaison parfaite assurant une étanchéité totale et résistant notamment aux contraintes provoquées par le vide intérieur.

Fermeture du tube. — Le tube est placé sur un manège de scellement.

Les trois canons sont introduits et centrés automatiquement dans le col de l'ampoule. Puis des chalumeaux à gaz assurent le préchauffage, le scellement hermétique du manchon et le recuit du verre.

Pompage. — Cette opération crée à l'intérieur du tube un vide de 10^{-5} mm de mercure nécessaire au fonctionnement. En même temps qu'il est pompé, le tube est chauffé et les cathodes sont portées à haute température, opération qui provoque le dégazage et la transformation des carbonates de chaque cathode en oxydes émissifs ; les vapeurs issues de cette transformation sont pompées avec les autres gaz.

Le pompage s'achève par une mesure du vide et par le scellement du queusot grâce à des fours de préchauffage, de coupe et de recuit. L'ensemble de ces opérations est effectué par une seule machine (straight line).

Finition. — Les tubes sont alors placés sur un convoyeur spécial qui sert à la fois à la manutention et au traitement. Un culot autoserrant et dans lequel passent les différentes broches correspondant aux sorties d'électrodes, est fixé sur l'extrêmité du manchon.

En avant des trois canons a été fixé un anneau de baryum appelé « getter ». Placé dans un champ à haute fréquence, cet anneau s'échauffe, le métal actif s'évapore, se dépose sur le verre et parfait le vide du tube jusqu'à 10^{-6} mm de mercure.

A ce stade de la finition, les cathodes du tube ne sont pas encore capables de produire une émission stable d'électrons. Il faut encore leur faire subir toute une série de traitements. Préchauffage, saturation, durcissage, étincelage et second durcissage constituent les éléments de ce traitement.

Les essais comprennent alors une série de mesure électriques effectuées à cadence rapide par des appareils entièrement automatiques : mesures de court-circuit, de l'isolement cathode-filament, de l'intensité de saturation, mesures de caractéristiques, mesures de vide.

La fabrication se termine par le dépôt d'une pellicule de graphite sur l'extérieur du cône.

En cas de choc, le tube ne doit pas exploser. Cette sécurité est assurée par la mise en place, autour de la ceinture du tube, d'une coquille protectrice servant également à la fixation du tube sur le poste de télévision.

Un deuxième contrôle s'effectue par prélèvements par les soins du laboratoire « qualité » qui opère dans l'optique d'un client extrêmement exigeant. Ce contrôle permet de suivre dans le temps l'évolution de la qualité, de mettre en relief les divers facteurs qui commandent cette évolution et d'agir sur eux pour améliorer sans cesse les produits.

TRANSMISSION D'UNE IMAGE DE TÉLÉVISION SUR UN FAISCEAU LASER A 10,6 MICRONS

PAR

J. DONJON, J.P. HAZAN, R. LE PAPE, G. MARIE

Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée

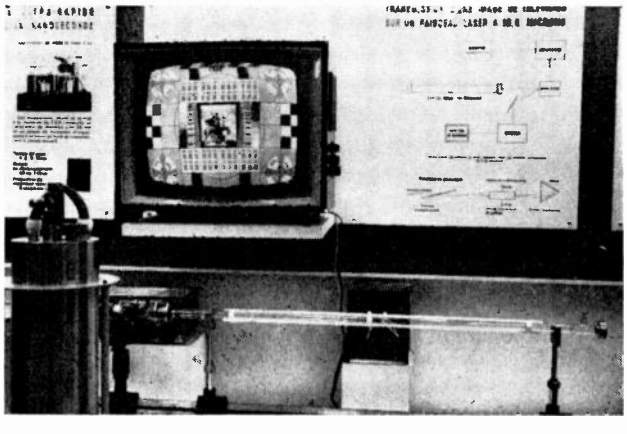
Les Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée ont présenté à la 61e Exposition de Physique la transmission d'une image de télévision sur un faisceau de lumière infrarouge émis par un laser à CO_2 à la longueur d'onde de 10,6 μ.

La modulation du faisceau lumineux est effectuée par un modulateur à large bande utilisant l'effet Pockels transversal dans des cristaux d'arséniure de gallium à haute résistivité (cristaux produits par la Radiotechnique). L'étude de ces modulateurs infrarouges, qui peuvent fonctionner entre 1,8 et 14 μ, fait suite aux travaux précédemment effectués aux Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée sur la modulation de lumière dans le spectre visible et le proche infrarouge [1].

On a réalisé deux types de modulateurs, fonctionnant respectivement en simple et double trajet. Le premier comporte deux cristaux de Ga As de 9 mm de longueur et de section carrée de 1,5 mm de côté. Les faces d'entrée et de sortie ont reçu un traitement anti-reflet pour la longueur d'onde utilisée. Pour obtenir une caractéristique de modulation quasi linéaire, on associe les cristaux à une lame quart d'onde en sulfure de cadmium (Greenockite), matériau biréfringent et transparent à 10 μ. L'ensemble est placé entre un polariseur et un analyseur croisés, constitués chacun par une lame de germanium sous l'incidence de Brewster. Pour une longueur d'onde lumineuse de 10,6 μ, on obtient un taux de modulation de 40 % avec une tension de modulation de 2 000 V crête à crête.

Dans le deuxième type de modulateur, la lumière traverse le cristal une deuxième fois après réflexion. Le dispositif quart d'onde est alors constitué par un prisme en sel gemme utilisé en réflexion totale. Une seule et même lame de germanium fait fonction de polariseur et d'analyseur. Avec un cristal d'un longueur de 20 mm et de section carrée de 2 mm de côté, on obtient un taux de modulation de 50 % à la longueur d'onde de 10,6 μ avec une tension de 1 500 V crête à crête.

Pour transmettre un spectre vidéofréquence, il est nécessaire de s'affranchir de la modulation parasite produite par les résonances piézoélectriques des cristaux. On y est parvenu en enrobant ceux-ci dans une résine polymérisable.



La figure 1 est la photographie de l'expérience de transmission présentée à la 61e Exposition de Physique. On distingue dans la partie inférieure de cette photographie, de droite à gauche, les divers éléments de la transmission :

— un laser à CO_2 émettant à 10,6 μ avec son excitateur à haute fréquence (13,56 MHz) ;

— le modulateur et l'amplificateur vidéofréquence qui fournit la tension de modulation ;

— le cryostat métallique contenant le détecteur (au premier plan).

Le laser à CO_2 utilisé fonctionne en continu, sans dispositif de refroidissement ni de circulation du mélange gazeux (CO_2 —N_2 —He). Il présente la particularité d'être entièrement scellé, sans colle, et d'avoir été étuvé à 300 °C. Cet étuvage, rendu possible grâce aux procédés de scellement des miroirs par brasure, permet de réduire fortement le dégazage ultérieur des parois. On évite ainsi un « empoisonnement » du mélange gazeux qui serait préjudiciable à la durée de vie et au rendement du laser ; celui-ci a déjà fonctionné 1 000 heures sans modification de ses performances.

Les miroirs du résonateur Pérot-Fabry sont brasés sur les extrémités métalliques du tube à décharge dont le corps est en quartz. L'un des miroirs est en acier recouvert d'une couche d'or ; l'autre est constitué par une lame de germanium sur laquelle on a déposé un miroir multidiélectrique de taux de réflexion voisin de 70 % à 10,6 μ.

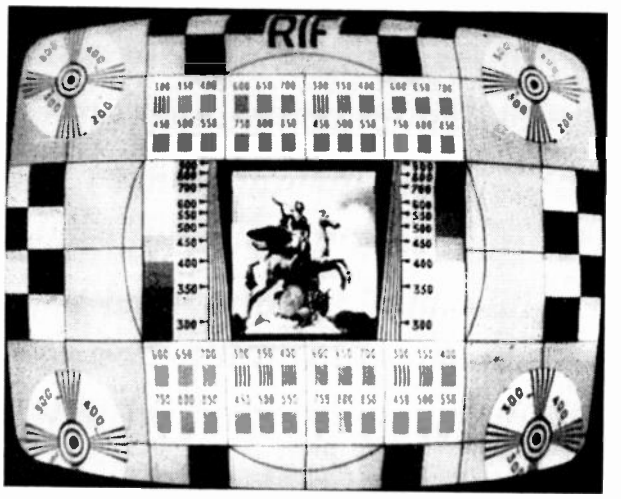
Le laser a un seuil d'excitation faible, ce qui permet de maintenir une émission stable sans refroidissement. Il suffit, par exemple, de 6 W de puissance haute fréquence pour obtenir 0,4 W en sortie. Le laser est en outre capable de fournir, à des niveaux d'excitation plus élevés, des puissances plus grandes avec un rendement de 10 % (4 W pour 40 W d'excitation HF avec refroidissement par ventilation).

Les autres éléments importants de la transmission sont :

— l'amplificateur vidéofréquence, qui fournit une tension de modulation de 2 000 V crête à crête et possède une bande passante de 10 MHz ; il utilise, en sortie, deux tubes QEL 2/275 en push pull classe B ;

— le détecteur, qui est une cellule photoconductrice de germanium dopé au mercure, refroidie à la température du néon liquide (fabrication Mullard).

La figure 2 montre la qualité de l'image obtenue. La modulation parasite produite par les résonances piézoélectriques des cristaux, au voisinage de 1,6



MHz, est presque entièrement éliminée par l'amortissement mécanique de ceux-ci ; elle se manifeste sur l'image comme un très léger écho qui suit les lignes verticales ; la restitution des demi-teintes est excellente et le niveau de bruit n'est pas visible. La définition n'atteint cependant que 650 points en raison de la réduction de la bande passante de la transmission introduite par la constante de temps de réponse de la cellule détectrice (comprise entre 0,05 et 0,1 μs).

BIBLIOGRAPHIE

[1] Donjon J. et Marie G. — Modulateurs de lumière à large bande utilisant l'effet Pockels. *Acta Electronica*, Vol. 9, n° 4, 1965, pp. 315-385.

COMPTE-RENDU DE MESUCORA ET SALON DE PHYSIQUE (matériels étrangers)

ÉTALONS

● Parmi plusieurs modèles de standards de tension continue à affichage numérique E.D.C. (Electronic Development Corp., représentée par Radio Télévision Française), plus précis est le modèle VS 1 000 N qui couvre la gamme 1 mV à 1 111 V avec une précision de $7.10^{-5} \pm 300$ µV, un débit maximal de 10 mA et des incréments de 1 mV. C'est un appareil transistorisé dont la stabilité atteint $\pm 10^{-5}$ par 8 h.

● L'horloge CAD présentée par Rohde & Schwarz permet la lecture des heures, minutes et secondes sur un tableau d'affichage à 6 chiffres ou l'envoi de l'heure à distance par impulsions avec choix du code ou deux codes simultanés.

Le fonctionnement permanent est assuré par une batterie incorporée qui intervient seulement lorsque la tension secteur est inférieure à une valeur critique réglable.

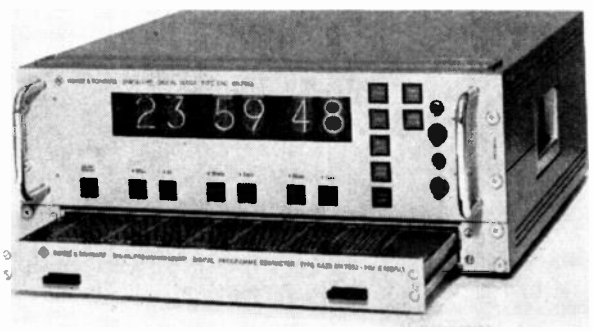


Fig. 1. — Rohde & Schwarz : Horloge CAD

L'horloge CAD possède deux particularités très intéressantes :

- Elle peut admettre plusieurs modes de synchronisation au choix : secteur 50 ou 60 Hz, tops/seconde, quartz incorporé, quartz extérieur 100 kHz.

- On peut lui adjoindre un tiroir de programmation CAZD permettant l'envoi de signaux à des instants prédéterminés définis à la seconde près.

— A côté de ses étalons de fréquence à quartz de très haute qualité, la société Rohde & Schwarz présente un standard de fréquence au rubidium de petite dimension. Cet étalon a en effet la largeur d'un rack standard avec seulement 3 unités de haut et une masse de 15 kg.

L'appareil possède les trois fréquences de sortie classiques 100 kHz, 1 MHz et 5 MHz avec un niveau de 1 V sur 50 Ω.

La stabilité annoncée est de $\pm 5.10^{-11}$ pour une utilisation ininterrompue d'une année. Le fonctionnement permanent est garanti par une batterie incorporée qui remplace le secteur lorsque la tension de celui-ci baisse de plus de 15 %.

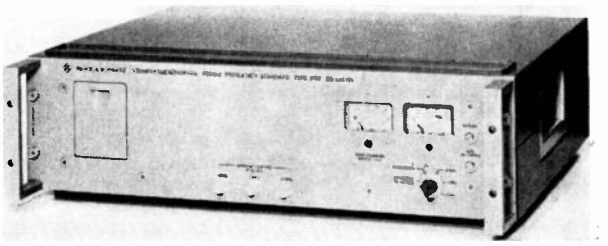


Fig. 2. — Rohde & Schwarz : Standard de fréquence au rubidium

PONTS DE MESURE

● General Radio (Radiophon) présentait le pont 1 617 A, spécialement conçu pour la mesure des condensateurs électrolytiques. Il couvre la gamme 1 pF à 1,1, F avec une précision de 1 à 2 % selon les valeurs, et mesure de la tangente de l'angle de perte de 0 à 10. L'oscillateur incorporé a une fréquence de 100 Hz. On peut lui substituer un oscillateur extérieur de 20 Hz à 1 000 Hz. Enfin l'appareil comporte une alimentation continue réglable permettant de polariser les condensateurs jusqu'à 600 V.

● Chez Guildine Instruments ltd (Technique et Produits), le potentiomètre Dauphinee est le modèle le plus précis de tous les potentiomètres de la firme : il comporte deux gammes: 10 µV à 2,10 V et 1 µV à 0,210 V. Sa précision absolue sur la gamme 10 µV à 2,10 V est de $3.10^{-6}+1$ µV pendant un an et $10^{-5}+0{,}5$ µV après 5 ans.

L'appareil est blindé, isolé thermiquement et thermostaté à 28 °C au dixième de degré près. Il contient deux piles étalons ayant une précision de 10 µV, mais peut être utilisé avec pile extérieure.

Le potentiomètre 9144 peut également servir de pont de résistance et de standard de résistance à 4 bornes.

FIG. 3. — GENERAL RADIO : Pont pour condensateur électrolytique

● Le pont universel 4 260 A de HEWLETT-PACKARD permet des mesures de résistances, de capacités et d'inductances avec une grande facilité. Il ne nécessite aucun tarage ; l'affichage de la grandeur mesurée est complet, avec virgule et unité. La précision des mesures est ± (1 % +1 chiffre) pour les valeurs les plus courantes et de ± (2 % +1 chiffre) pour des gammes de mesure élargies.

Pour les mesures LC, l'oscillateur 1 kHz incorporé peut être remplacé par un générateur extérieur ayant une fréquence comprise entre 20 Hz et 20 kHz.

FIG. 4. — HEWLETT PACKARD : Pont universel 4 260 A

● Le potentiomètre STABAUMATIC de H. TINSLEY Co LTD possède deux gammes de mesure :

de 0 à 2,11 V avec bonds de 1 μV

de 0 à 0,211 V avec bonds de 0,1 μV.

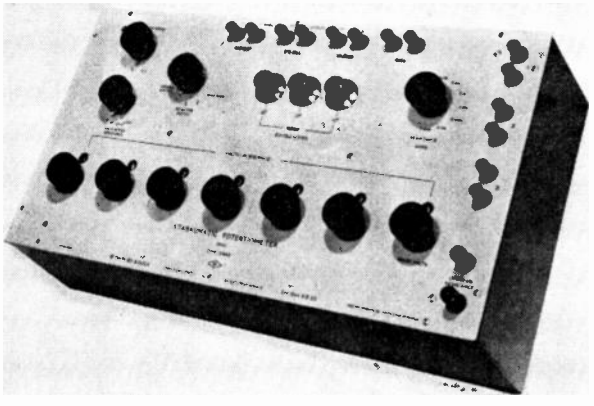


FIG. 5. — TINSLEY Co Ltd : Potentiomètre Stabaumatic

Sa précision absolue à l'origine est de 10^{-5} +1 μV et à long terme $<3.10^{-5}$ +1 μV.

L'appareil contient une pile étalon incorporée et peut être utilisé avec une pile extérieure.

Ses deux fonctions principales sont la comparaison des piles étalons et la mesure des résistances de 0,01 Ω à 21 MΩ avec une très haute précision (par exemple 5.10^{-5} de 200 Ω à 2 100 Ω).

SYNTHÉTISEURS DE FRÉQUENCE

● La gamme des synthétiseurs de fréquence GENERAL RADIO vient d'être complétée par un nouveau modèle 1 164-A couvrant la plage 10 Hz à 70 MHz avec incréments de 10 Hz et vernier d'interpolation à 0,1 Hz près.

FIG. 6. — GENERAL RADIO : Synthétiseur de fréquences 1 164 A

L'appareil comporte un quartz thermostaté, mais il peut être synchronisé par un étalon extérieur. Les 5 décades de plus faible poids sont commandables à distance ; on peut également télécommander le niveau de sortie entre 0 et 2 V. Enfin, une wobulation par signal extérieur est possible avec excursion en fréquence de 10 Hz à 1,2 MHz.

● Le synthétiseur de fréquence MONSANTO type 3 100 A a une gamme limitée à 1,3 MHz, mais sa résolution est d'un centième de hertz. La sélection de la fréquence désirée peut être manuelle ou effectuée à distance. Une exploration de fréquence est possible par générateur interne ou externe. Le signal de sortie est modulable en amplitude, de 0 à 30 %.

FRÉQUENCEMÈTRES

● Le fréquencemètre EPUT de BECKMAN INSTRUMENTS est un compteur 50 MHz transistorisé à 8 chiffres. La stabilité du pilote à quartz incorporé est de 3.10^{-9} par jour après stabilisation. L'appareil peut servir de standard de fréquence de 0,1 Hz à 1 MHz par puissance de 10.

On peut lui associer un tiroir apportant une possibilité parmi les suivantes :

- comptage direct jusqu'à 100 MHz, par division
- comptage jusqu'à 1 000 MHz par conversion de fréquence
- volmètre numérique continu jusqu'à 1 000 V avec une précision de $2,50.10^{-4}$ pleine échelle.

● Grâce à l'utilisation de circuits intégrés, le nouveau compteur HEWLETT-PACKARD 5216 A possède des caractéristiques très intéressantes pour un encombrement minime. Il s'agit d'un compteur à 7 chiffres couvrant la gamme 3 Hz à 12,4 MHz et pouvant servir à mesurer des fréquences, des rapports de fréquences, des intervalles de temps ou des périodes. La base de temps à quartz incorporé a une dérive de $\pm 2.10^{-6}$ par mois et peut être remplacée par un signal de référence extérieur.

Une particularité du compteur 5216 A est de permettre l'effacement des chiffres de gauche en laissant fonctionner uniquement les chiffres risquant de varier.

— Le compteur 5221 A a la même limite de fréquence et le même volume que le modèle 5216 A, mais c'est une version simplifiée, ne fonctionnant qu'en fréquencemètre.

La lecture se fait sur quatre chiffres seulement (5 ou 6 chiffres en version spéciale).

La synchronisation du compteur est effectuée par le secteur 50 Hz. L'effacement des chiffres de gauche est possible.

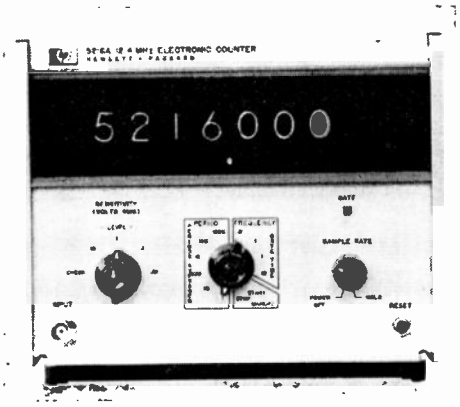


FIG. 7. — HEWLETT PACKARD : Fréquencemètre 5 216 A

● ROHDE et SCHWARZ présente une nouvelle serie de fréquencemètres transistorisés construits en rack standard avec 3 unités de haut.

Deux appareils de base comprennent l'un 6 chiffres avec fréquence maximale 2 MHz en direct, l'autre 9 chiffres avec 100 MHz.

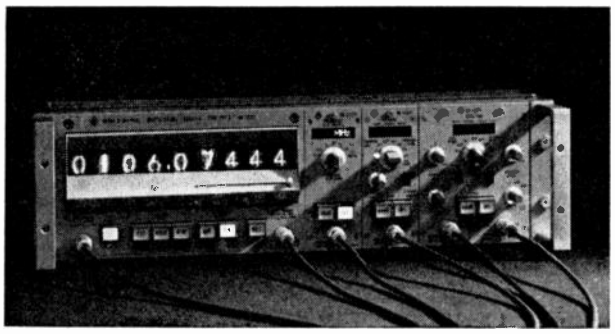


FIG. 8. — ROHDE & SCHWARZ : Fréquencemètre 1 000 MHz

La partie *compteur* proprement dite occupe la moitié du châssis ; l'autre partie peut contenir quatre tiroirs 1/8 de rack de large choisis selon les fonctions à réaliser : mesures des fréquences, des périodes, des rapports de fréquences, des intervalles de temps.

La programmation du compteur est possible en intérieur, avec un tiroir, ou à distance.

● En plus de ses modèles de compteurs à transistors maintenant classiques, SYSTRON DONNER a mis au point une nouvelle série de fréquencemètres à circuits intégrés.

Tous les modèles : 5 MHz, 10 MHz et 100 MHz direct présentent la particularité d'être construits en une unité de haut à la largeur du rack standard. Pour chaque modèle, il existe plusieurs versions : fréquencemètre simple ou fréquencemètre et périodemètre combinés ; chaque version peut encore être dotée d'options : quartz de très haute stabilité, sorties codées, etc.

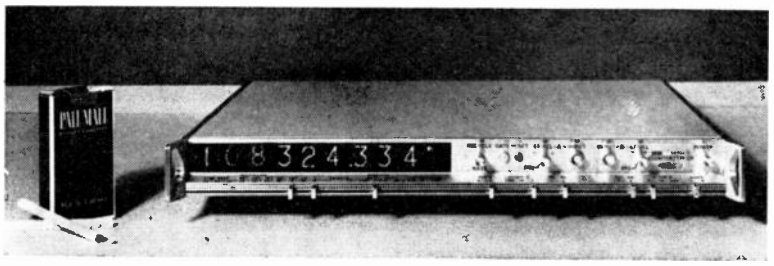


FIG. 9. — SYSTRON DONNER : Fréquencemètre

● Le fréquencemètre T.S.I. type 600 a la particularité de pouvoir être choisi soit en coffret portable, soit en rack standard. Dans chaque version, il s'agit d'un compteur 100 MHz direct à 8 chiffres, avec tiroir pour extension de la gamme de comptage.

L'utilisateur a le choix entre trois qualités de quartz incorporés ou une synchronisation extérieure. Le meilleur des trois quartz proposés a une stabilité de 10^{-9} par jour après 72 h.

Parmi les tiroirs proposés, nous avons noté un tiroir intervalle de temps, un convertisseur 500 MHz, un tiroir préamplificateur.

VOLTMÈTRES

● Nous avons remarqué chez AIRMEC (Antarès)

— le millivoltmètre électronique type 301 mesurant les tensions de 100 μV (pleine échelle) à 100 V en 10 gammes. Gammes de fréquences 100 Hz à 900 MHz.

— le multimètre type 314 pour courants continu et alternatif et mesure des résistances.

● Mentionnons l'un des modèles exposés par BALLANTINE (Radio Télévision Française) : le voltmètre 323 qui indique la tension efficace vraie dans la bande 10 Hz à 20 MHz pour des tensions de 300 μV (pleine échelle à 330 V en 12 gammes).

● Le voltmètre numérique DM 2006 de DYNAMCO (Imex-France) est un appareil intégrateur à 4 chiffres.

● E-H RESEARCH LAB (Comsatec) présentait un voltmètre à échantillonnage (modèle 153) permettant la mesure à 1 % de tensions impulsionnelles. Bande passante équivalente à 100 MHz, temps de montée <3 ns. Echantillonnage sur signaux répétitifs.

● Parmi les quatre modèles de voltmètres numériques à circuits intégrés de FAIRCHILD INSTRUMENTATION (Radiophon), signalons :

— le multimètre type 7 050 ; voltmètre continu et ohmmètre ; 4 chiffres, précision 10^{-3}.

— le multimètre type 7 200 ; voltmètre continu et alternatif, ohmmètre quotientmètre, compteur 6 chiffres, précision 10^{-5}.

● Le multimètre « Minimeter » de H.V.L. est un appareil autonome (accumulateur cadmium/nickel) permettant la mesure :

- des tensions de 100 mV (pleine échelle) à 1 000 V en 5 gammes,

FIG. 10. — H.V.L. : Multimètre " Minimeter "

- des intensités de 100 μA (pleine échelle) à 1 A en 5 gammes, avec une précision de 10^{-3} en continu, de 10^{-2} en alternatif,

- des résistances de 100 (pleine échelle) à 1 M , précision 1 à 2 %.

L'affichage se fait sur 3 tubes. Ses dimensions (65×200×150 mm) et poids (1,5 kg) sont réduits. L'autonomie est supérieure à 20 h en service continu, mais l'appareil fonctionne sur secteur, mettant automatiquement l'accumulateur en charge.

● Complétant la gamme des millivoltmètres transistorisés de LEVELL (Radiophon), le millivoltmètre à large bande TM6A permet des mesures :

- en HF : 1 mV à 3 V pleine échelle en vraie valeur efficace de 100 kHz à 1000 MHz ;
- en BF :
  gamme 50 µV de 8 Hz à 500 kHz
  gamme 500 µV de 2 Hz à 2 MHz
  gammes 1 mV et au-dessus de 1 Hz à 3 MHz
en valeurs moyennes.

● De nombreuses nouveautés chez PHILIPS. Sans pouvoir tout citer, mentionnons les contrôleurs électroniques PM 2400 et 2401 et le contrôleur universel PM 2410/11.

— Le contrôleur 2400 est transistorisé et permet la mesure des tensions et courants continus et alternatifs et des résistances en 42 gammes ; échelle commune continu-alternatif, affichage automatique « alternatif, continu +, continu — ».

— Le microvoltmètre continu PM 2440 à deux entrées : entrée I : 100 µV (pleine échelle) à 10 V dans 1 MΩ/15-20 pF ; entrée II : 10 mV (pleine échelle) à 1 000 V dans 100 MΩ/10 pF. L'appareil est protégé contre les surcharges et sa dérive est <1 µV/h.

— Le millivoltmètre alternatif PM 2451 (10 Hz - 7 MHz, 1 mV pleine échelle dans 1 MΩ/30 pF) est équipé d'un préamplificateur de gain 50 dont la bande passante à 3 dB est 2 Hz - 14 MHz.

— Le préamplificateur à faible bruit PM 6045 dont la bande à 0,5 dB est 10 Hz à 30 kHz. Gain 10 × ou 100 ×. Bruit ramené à l'entrée : 15 µV à 500 µV eff. Distorsion <1 %. Linéarité : meilleure que 1% .

● WEIR ELECTRONICS (Prâna) présentait un voltmètre numérique type DMmeter 50 à 4 chiffres, 1 mV à 1 000 V.

● Signalons chez DYMAR (Antares) l'appareil de mesure Type 70 et 70 R, multifonction grâce à 12 tiroirs interchangeables. Citons, parmi les fonctions possibles : millivoltmètre à large bande en vraie valeur efficace, microvoltmètre continu et BF, générateur BF, double BF, microvoltmètre à seuil réglable, mesure de bruit, distorsiomètre, analyseur BF, etc...

● BOONTON ELECTRONICS (Seurolec) exposait un microwattmètre (le modèle 41A) fonctionnant de 1 Hz à 6 GHz ; résolution 0,001 µW.

● P.R.D. ELECTRONICS (Radiophon) présentait le microwattmètre PRD 6685 et la sonde calorimétrique thermoélectrique PRD 685 permettant la mesure de 0,3 µW à 100 mW de 10 MHz à 18 GHz.

GÉNÉRATEURS WOBBULATEURS

● Chez GENERAL RADIO (Radiophon), nous avons remarqué :

— L'oscillateur BF type B09A fournissant des signaux sinusoïdaux (moins de 0,05 % de distorsion) ou rectangulaires de 10 Hz à 100 kHz.

— Le générateur HF 1026 A fournissant 10 V dans 50 Ω de 9,5 à 500 MHz en six gammes. Calibration par quartz. Cet appareil est modulable en AM (BF, vidéofréquences jusqu'à 1,5 MHz, impulsions) et FM.

● A noter chez HEWLETT-PACKARD :

— Un oscillateur numérique de précision HP 4204A de 10 Hz à 1 MHz (4 chiffres de lecture).

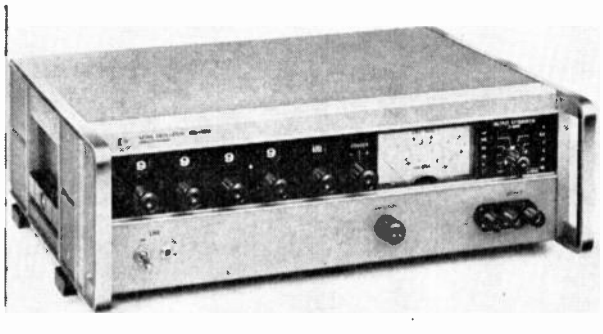


FIG. 11 — HEWLETT PACKARD : Générateur HP 4 204 A

— Le wobbulateur à tiroirs interchangeables HP 8690A. De 0,1 à 110 MHz et de 1 à 40 GHz.

— Le wobbulateur HP3211A couvrant avec six tiroirs la gamme 100 kHz - 100 MHz. Fonction balayage : tiroir convertisseur 100 kHz - 30 MHz. Fonction marqueur : tiroir recevant huit cartes enfichables avec leur propre cristal.

● JERROLD (Tranchant) propose le wobbulateur type SS300 couvrant la gamme 500 kHz - 300 MHz. Les sorties sont doubles pour enregistrement XY ou observation sur oscilloscope. Marqueurs incorporés.

● Le générateur RC à gamme unique PM 5130 de PHILIPS couvre la gamme 20 Hz - 20 kHz. Distorsion <1 %, 20 V max. Impédance 600 Ω ou 6Ω (sortie flottante).

● POLARAD exposait les générateurs 1105 (0,95 à 2,4 GHz) et 1106 (1,95 à 4,2 GHz) fournissant 50 mW dans 50 Ω modulables intérieurement (signaux carrés 800 - 1 200 Hz) ou extérieurement (400 Hz - 1 MHz).

● Le générateur UHF SMAI de ROHDE & SCHWARZ couvre la gamme 800 - 1 800 MHz. Indication numérique de la fréquence et de l'atténuation. Puissance de sortie supérieure à 10 mW dans 50 Ω.

● TELONIC (Equipements Scientifiques) propose le wobbulateur 2003 à tiroirs interchangeables couvrant la gamme 1 MHz - 1 500 MHz.

● Les wobbulateurs TEXSCAN (Prâna) type HS 70, HS 75, HS 80, HS 85 couvrent les fréquences 20 MHz à 1 000 MHz avec une puissance de sortie de 4 W en modulé.

L'oscilloscope à grand écran DU 17, multicanal, est utilisable avec les wobbulateurs ci-dessus mentionnés.

● WILTRON (Technique et Produits) propose un wobbulateur à tiroirs enfichables, couvrant la bande 50 kHz à 2 GHz. Très grande stabilité, tension de sortie nivelée à ±0,2 dB, marqueurs incorporés, verrouillage de phase très efficace, sortie blanking.

OSCILLOGRAPHES

● Chez HEWLETT-PACKARD, la nouveauté marquante est la commercialisation de l'oscillographe à échantillonnage 141 A équipé de tiroir 1411 A et de têtes de mesure 1430 A, 1431 A et 1432 A.

L'appareil 141 A, tout en étant conventionnel, présente certaines caractéristiques intéressantes telles que la persistance variable et la mise en mémoire sur tube d'informations rapides.

Cet oscillographe admet les tiroirs classiques de la série 1400 (fréquence de fonctionnement limitée à 20 MHz) :

Les deux tiroirs à échantillonnage 1410 A et 1411 A et le tiroir base de temps 1424 A balayage normal, 1425 A balayage retardé.

L'ensemble le plus intéressant reste le tiroir 1411 A qui, avec ses trois têtes à échantillonnage, présente les caractéristiques suivantes :

— *Avec tête* 1430 A :

- Temps de montée : 28 ps.
- Bande passante : 0 à 12,4 GHz.
- Dépassement inférieur à 5 %.

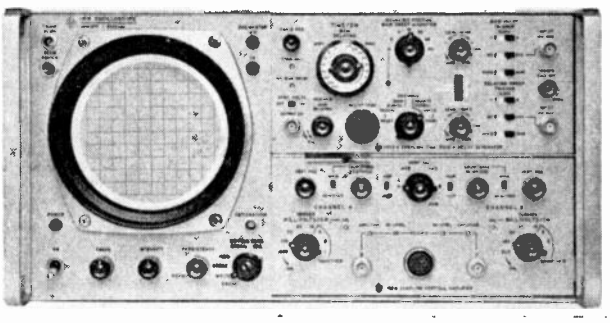


FIG. 12 — HEWLETT PACKARD : Oscillographe 1430 A

● Gamme dynamique : 1 V.

Ce modèle est spécialement destiné à la mesure des impulsions à temps de montée rapide.

— *Avec tête* 1431 A :

● Temps de montée : 28 ps.
● Bande passante : 0 à 12.4 GHz.
● Gamme dynamique : 1 V.

Ce modèle est spécialement destiné à des mesures en régime sinusoïdal.

— *Avec tête* 1432 A : Ce modèle est une version économique des deux précédents ; sa bande passante est de 4 GHz, avec un temps de montée de 90 ps.

● Chez TEKTRONIX, l'Oscillographe 454, dernier né de la gamme Tektronix, est étroitement dérivé du 453, modèle connu depuis déjà deux ans. Le bond en avant de ses performances (bande passante de 150 MHz, au lieu de 50 MHz), est dû à l'utilisation d'un nouveau tube cathodique à haute vitesse d'inscription.

La conception du 454 est monobloc. Deux canaux verticaux sont disponibles, utilisables séparément ou simultanément par alternance de balayage ou découpage (fréquence 1 MHz). La sensibilité maximale sur chaque entrée atteint 5 mV par division.

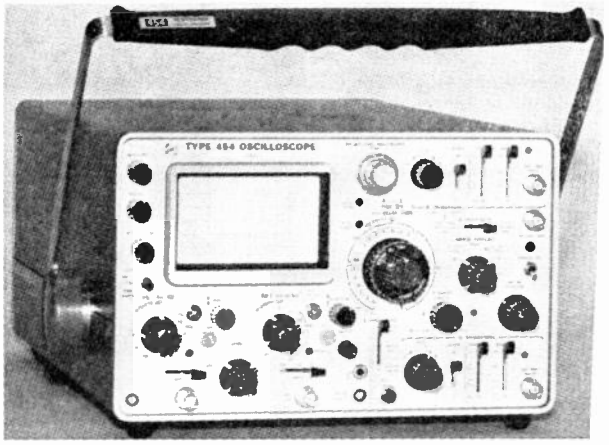


FIG. 13. — TEKTRONIX : Oscilloscope Type 454

La base de temps se compose d'un balayage allant de 0,05 µs/div. et d'un retard calibré de 1 µs à 50 s/div.

L'information est visualisée sur un écran plat rectangulaire de surface utile 6×8 divisions.

● Chez FAIRCHILD, l'Oscillographe modèle 777 à double faisceau 100 MHz à hautes performances peut recevoir deux tiroirs X et deux tiroirs Y donnant une grande série de possibilités.

Les tiroirs « bas de temps » comprennent soit des bases de temps simples, soit des bases de temps avec retard calibré, soit un balayage retardant avec commutation automatique des faisceaux.

Les tiroirs verticaux affichent une gamme complète allant du tiroir sensible (fréquence limitée à 0.850 MHz) au tiroir haute fréquence (fréquence limitée à 100 MHz).

ANALYSE DE SIGNAUX

ANALYSEURS D'ONDES BASSE-FRÉQUENCE

● L'analyseur de spectre TBF SP2 de FENLOW (Megex) permet l'analyse de phénomènes de 0,3 Hz à 1 050 Hz en 5 gammes. L'appareil comporte cinq largeurs de bande constantes : 0,06 Hz ; 0,3 Hz ; 1,5 Hz ; 7,5 Hz ; 37,5 Hz.

L'impédance d'entrée est >100 kΩ.

La lecture est proportionnelle à la densité d'énergie.

Une table traçante XY associée permet l'analyse automatique. La fréquence est portée en X (échelle linéaire), la densité d'énergie en Y. Les durées d'analyse peuvent varier entre 10 mn et 250 mn.

Un autre modèle (le SP 3) couvre la bande 1,5 Hz à 5 200 Hz.

● GENERAL-RADIO (Radiophon) propose un analyseur BF portable : le type 1568A. Cet appareil se caractérise par la

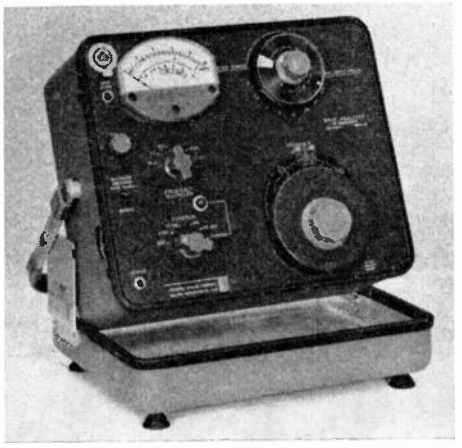


FIG. 14. — GENERAL RADIO: Analyseur de signaux portable 1568 A

bande passante à 3 dB qui est de 1 % de la fréquence choisie (de 20 Hz à 20 kHz), l'atténuation aux fréquences moitiée et double étant d'au moins 75 dB. Etalonnage en fréquence 1 %. Tensions admissibles : de 100 µV à 300 V (pleine échelle). Fonctionnement sur secteur ou sur batterie rechargeable incorporée.

● Chez HEWLETT-PACKARD, notons un analyseur de sonie à lecture directe HP. 8051 A analysant simultanément 20 bandes par 1/3 d'octave. Simulation de l'oreille humaine (méthode de Zwicker). Gamme de mesure : 1 sone $_G$ - 400 sones $_G$. Visualisation du spectre sur tube cathodique.

● L'analyseur QUAN-TECH (Mesureur) modèle 304 permet des mesures à largeur de bande constante (1 Hz, 10 Hz, 100 Hz) de 1 Hz à 5 kHz. Il comporte une sortie oscillateur à la fréquence d'accord, une sortie continue proportionnelle à la fréquence d'accord (1 mV/Hz), une sortie filtre, deux sorties fournissant les composantes en phase et en quadrature du signal d'entrée filtré. Le fonctionnement peut être manuel, automatique (un balayage ou répétitif), commandé par tension extérieure.

FIG. 15. — QUAN TECH : Analyseur 304

— L'analyseur modèle 305 couvre la bande 10 Hz - 50 kHz, les bandes passantes étant 10 - 100 - 1 000 Hz.

● L'analyseur d'ondes type FUA de ROHDE & SCHWARZ couvre la bande 100 Hz à 100 kHz. Sélectivité : 60 Hz - 300 Hz - 3 kHz. Echelles de tensions linéaires ou logarithmiques.

● L'analyseur de spectre VOICEPRINT (Technique et Produits) effectue en 80 secondes l'analyse spectrale d'une portion de bande magnétique de 2,4 secondes enregistrée à la vitesse de 19 cm/s. Trois formes de présentation sont possibles (« Sonagramme », en particulier).

● NELSON-ROSS (Quantum) propose une gamme complète de tiroirs analyseurs de spectre pour oscilloscopes Tektronix ou Hewlett-Packard, neuf tiroirs permettent de couvrir la gamme 0,5 Hz - 15 GHz.

Le modèle PSA 016, 026 ou 036 (suivant les versions), couvre la bande 0,5 Hz à 2 kHz (gamme calibrée). La dispersion (10 Hz à 600 Hz) et la résolution (0,5 Hz ou 50 Hz) sont également calibrées. Echelle linéaire ou logarithmique. Cet appareil possède deux sorties pour enregistrement XY.

● Le corrélateur type 1050 de AD-YU (Radiophon) utilise une ligne de retard continuement variable et un ensemble multiplicateur à large bande (3 Hz - 200 kHz) dont la précision dépasse 1 % pour 40 dB de dynamique. La multiplication est effectuée instantanément et de façon continue.

ANALYSEURS EN VIDÉO-FRÉQUENCE ET HAUTES FRÉQUENCES

● L'ensemble analyseur de circuits de HEWLETT-PACKARD permet l'étude de circuits entre 0,11 et 12,4 GHz. Le châssis principal HP 8410 A peut recevoir de nombreux tiroirs permettant :

— HP 8413 A : mesure d'amplitude et de phase,

— HP 8414 A : tube cathodique pour affichage en coordonnées polaires ou lecture sur abaque de Smith,

— HP 8741 et 8742 : test de réflexion.

● L'analyseur de spectre type 2882 de POLARAD couvre la gamme 10 kHz - 42,2 GHz. Dispersion de 10 kHz à 100 MHz. Marqueurs incorporés. Cet analyseur fonctionne en direct jusqu'à 12,4 GHz.

● Chez ROHDE & SCHWARZ, le récepteur de mesure UHF type USVB couvre la gamme 170 MHz à 4,4 GHz avec une sensibilité de 1,5 µV. Facteur de bruit 14 dB. Balayage automatique de fréquence 200 kHz/s ou 5 MHz/s. Démodulation AM et FM.

● SINGER (Audiola) présente :

— L'analyseur SSB-50 à tiroirs enfichables. Bande 2 MHz à 40,5 MHz. Résolution jusqu'à 10 Hz.

— L'analyseur SPA-100 pour hyperfréquences (0,01-40 GHz en 6 gammes). Dispersion réglable de 0 à 100 MHz, résolution réglable de 1 kHz à 1 MHz.

● Chez TEKTRONIX (Relations Techniques Intercontinentales), signalons un nouveau tiroir analyseur de spectre 50 Hz - 1 MHz pour oscilloscopes (type 1L5 ou 3L5 suivant versions). La dispersion est étalonnée de 10 Hz/cm à 100 kHz/cm, la résolution de 10 Hz à 500 Hz, la commande étant couplée à celle de la dispersion (mais débrayable). Sensibilité 10 µV.

ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE DE MESURES

Dans ce domaine, nous avons remarqué les matériels suivants :

● Chez AMPEX :

— L'enregistreur-lecteur FR 1800 L qui paraît réaliser un bon compromis entre la simplicité et des caractéristiques métrologiques honorables.

— L'enregistreur-lecteur FR 1600 de technologie et de caractéristiques métrologiques très évoluées ; en particulier sa bande passante en enregistrement direct monte jusqu'à 2 MHz.

● L'enregistreur-lecteur 110 de PEMCO, de petites dimensions (volume de 10 à 20 litres selon les versions), offre des possibilités variées avec de bonnes caractéristiques métrologiques.

● Parmi plusieurs modèles exposés par THERMIONIC, l'enregistreur à boucle T2000 qui, pour un prix relativement modeste, permet la surveillance et l'enregistrement des phénomènes survenant de façon aléatoire.

● Chez SANGAMO :

— L'enregistreur 3 500 portable (40 kg) dont la bande passante annoncée à 3 m/s est de 600 kHz.

— L'enregistreur de défaut RAS constitué de deux ensembles de bobines qui se relayent de façon à avoir un enregistrement ininterrompu.

● Chez KENNEDY (représenté par Techniques et Produits), l'enregistreur incrémental portable modèle 1500 permettant l'enregistrement dans un format directement compatible avec un ordinateur.

● Le petit enregistreur MAS 54 de TELEFUNKEN à quatre pistes sur bande de 6,25 mm de largeur.

TÉLÉMESURES RADIO

Dans le domaine des *télémesures* radio, peu de matériels étaient exposés. Nous avons toutefois remarqué :

● Chez E.M.R. (représenté par SIS diffusion commerciale), la nouvelle série 2700 qui comporte les différents modules de traitement des informations au sol : 2701 (commutateur-codeur) — 2710 (synchroniseur PAM-PDM) — 2720 (synchroniseur de bits PCM), etc. Ces équipements sont, en particulier, conçus pour être intégrés dans des stations de traitement pilotées par ordinateur et comportent les mémoires statiques nécessaires pour stocker les ordres en provenance de l'ordinateur.

● Les commutateurs mécaniques de FIFTH-DIMENSION présentés avec les conditionneurs de signaux permettant de normaliser la forme des signaux commutés.

ENREGISTREURS

● BOLT BARENEK & NEWMAN INC. (Seurolec) présentait une gamme d'enregistreurs XY : La série PLOTAMATIC 600 comprend quatre modèles format 8 1/2"×11" d'impédance d'entrée constante 1 MΩ. Dans la série PLOTAMATIC 800 (quatre modèles) le format est 11"×17" ; la vitesse de balayage de 20 pouces/seconde pour chaque axe. Précision 0,15 % (pleine échelle). Le modèle 800 A possède une base de temps 0,01 à 2 pouces/s et retour automatique.

Tous les modèles sont également disponibles en échelles métriques.

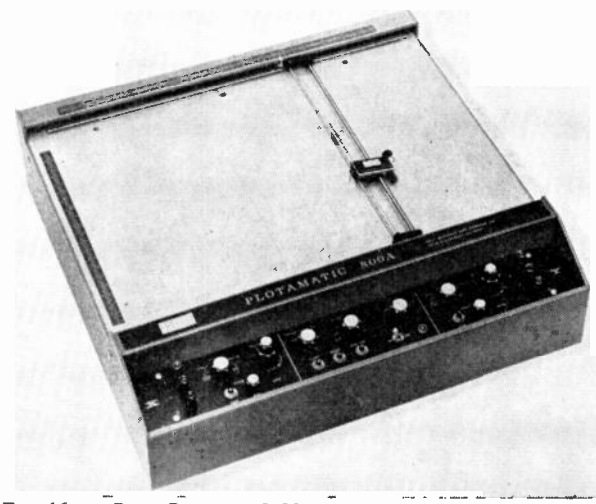


FIG. 16. — BOLT BARENEK & NEWMAN : Enregistreur Platomatic

● De CLEVITE-BRUSH (Bureau de Liaison), mentionnons l'enregistreur à diagramme déroulant Mark 250. L'inscription se fait par encre sous pression. La réponse à un échelon unité pleine échelle (4 pouces 1/2) a un temps de montée de 40 ms. La réponse en fréquence à l'amplitude maximale est droite jusqu'à 10 Hz au moins. Douze vitesses commutables par boutons poussoirs.

Vingt et un modèles de préamplificateurs enfichables sont disponibles.

● A l'Exposition Américaine, ELECTRO-NITE ENGINEERING Co présentait l'enregistreur à bande « Nulline ». Cet appa-

reil original utilise un moteur biphasé linéaire. L'élément enregistreur ; équivalent du « stator » d'un moteur conventionnel, constitue l'unique partie mobile de cet enregistreur.

● Dans la très vaste gamme d'enregistreurs ESTERLINE-ANGUS (Radiophon), notons le modèle « Speed-Servo » équipé d'un moteur linéaire. Le temps de réponse est de 1/5 s pour la largeur totale (250 mm). Sensibilités de 1 mV à 100 V pleine échelle en onze gammes, vitesses de déroulement de 18 mm/h à 150 mm/s en 14 gammes. Impédance d'entrée >1 MΩ.

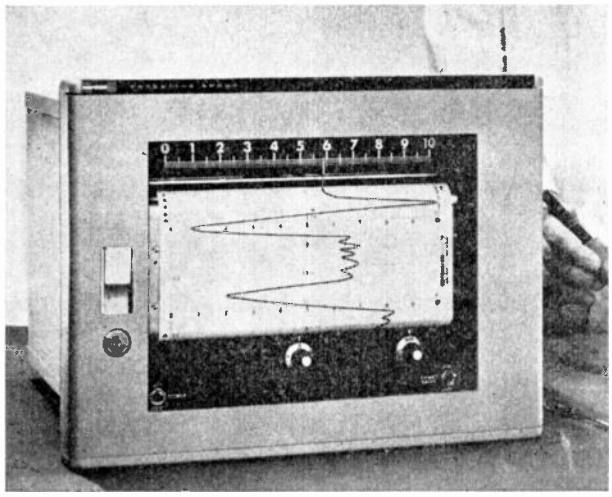


FIG. 17. — ESTERLINE ANGUS : Enregistreur " Speed Servo "

● OFFICINE GUARDIGLI présentait une gamme étendue d'enregistreurs potentiométriques. Citons la série 288 (DIN 288 x 288) de classe 0,25. 1-6-12 courbes. Equilibrage magnétique sans fil calibré.

● Chez PHILIPS, signalons l'enregistreur galvanométrique à amplificateur ; monocourbe ou six courbes, le cadre est suspendu par ruban et alimenté par amplificateur transistorisé à découpage. Précision ±1 %. Mesure de tensions, courants, résistances.

● SARGENT (Radiophon) présentait des enregistreurs potentiométriques de laboratoire à table de lecture inclinée.

Ces appareils à fonctions multiples présentent comme caractéristiques générales des sensibilités partant de 1 mV et une impédance maximale de source de 50 kΩ.

● L'enregistreur XY modèle ZSK de ROHDE & SCHWARZ est un appareil à très hautes performances.

Sur un diagramme de 297×420 mm maximum il permet une vitesse d'écriture >150 cm/s (dans chaque direction) avec une accélération initiale >7 g.

La réponse à un échelon unité présente un rebondissement <1 mm quelle que soit l'amplitude.

Quatre tiroirs d'entrée sont actuellement disponibles :

- Diviseur de tension
- Amplificateur
- Convertisseur alternatif-continu
- Convertisseur fréquence-tension continue.

Une base de temps interne peut être commutée sur l'une ou l'autre voie. Il possède des entrées flottantes à haute impédance (5 à 1 000 MΩ). Les deux voies sont entièrement séparées l'une de l'autre.

● Signalons l'enregistreur potentiométrique à une ou deux voies G.2000 de VARIAN. Cet appareil à 8 vitesses possède 10 gammes calibrées (de 1 mV à 1 V pleine échelle) et un potentiomètre non calibré.

Résistance d'entrée : potentiométrique sur les gammes 1 mV à 100 mV ; 1 MΩ de 200 mV à 1 V. 50 kΩ sur échelles non calibrées. La précision : 0,25 % de la pleine échelle (10 pouces).

APPAREILS ÉLECTRONIQUES UTILISÉS EN PHYSIQUE ET EN CHIMIE

SPECTROMÈTRES DE MASSE

● Sur le stand VEECO, nous avons remarqué le détecteur de fuite MS 12 (trois modèles), dont le tube spectromètre de masse est à double filament et à double déflection magnétique. Le collecteur est à multiplicateur d'électrons.

La sensibilité est de 5.10^{-12} atm.cm^3.s^{-1} pour une vitesse de pompage d'hélium de 8 l/s à l'orifice d'utilisation.

Le bloc électronique est de conception modulaire et l'appareil est entièrement protégé contre les fausses manœuvres.

— A signaler également l'analyseur de gaz GA 4 pour le vide et l'ultravide. Le tube d'analyse est un spectromètre de masse à secteur de 60° et de rayon 5 cm. Le collecteur est à multiplicateur d'électrons. La plage d'analyse des masses est comprise entre 2 et 300 avec l'aimant permanent, et de 1 à 600 avec un électro-aimant. La vitesse d'exploration peut varier entre 10 ms et plusieurs heures, l'enregistrement se faisant à l'oscilloscope ou sur papier.

● N.R.C. présente un détecteur de fuite à haute sensibilité (2.10^{-11} atm.cm^3.s^{-1} d'hélium). Il est équipé d'une source d'ions à deux filaments préalignés, auto-dégazables. Le champ magnétique est ajustable pour la focalisation électronique. La lecture de la fuite est quantitative et la vitesse de pompage est réglée automatiquement (10 à 3 l/s).

● VARIAN présente une jauge à pression partielle pour ultra-vide qui est un spectromètre de masse simplifié. Le balayage en masse de 1 à 70 se fait en deux gammes par l'intermédiaire de deux collecteurs. La configuration de la source d'ions, identique à celle de la jauge de Bayard-Alpert, permet la mesure de la pression totale.

— Nous avons remarqué aussi sur se stand un spectromètre de masse quadripolaire à séparation de masse électrostatique, permettant l'utilisation de l'appareil à haute température. Equipé d'un multiplicateur d'électrons, cet appareil peut servir à l'analyse des gaz en ultra vide.

● Vu chez EDWARDS son spectromètre de masse n° 8 pour la détection des fuites. Le taux de fuite minimal détectable est de 5.10^{-12} atm.cm^3.s^{-1} avec la vanne de régulation de pompage réglée à 3 l/s et sur un courant d'émission de 1 mA. La vitesse de pompage à l'orifice d'essai est de 30 l/s, mais il est possible d'utiliser un groupe de prévidage annexe d'un débit de 600 l/mn.

● LEYBOLD présente le détecteur de fuite à hélium Ultra Test. C'est un spectromètre de masse à double focalisation avec déviation magnétique à 90°, suivie d'une déflection électrique à 90°. L'appareil peut être utilisé soit avec une cathode en irridium avec revêtement d'oxyde de thorium, soit avec une cathode en tungstène pour le maximum de sensibilité.

La sensibilité en pression partielle d'hélium est de 0,05 ppm et la plus petite fuite décelable est de 2.10^{-10} atm.cm^3.s^{-1} pour la pleine déviation de l'appareil de mesure.

● Sur le stand A.E.I., nous avons remarqué le nouveau spectromètre de masse MS 10 C2 plus particulièrement destiné aux chimistes organiciens — gamme de masse de 1 à 400, résolution 300 (vallée à 10 %), limite de détection 5.10^{-12} torr.

Equipé d'un aimant permanent à déviation de 180° et de 5 cm de rayon, cet appareil est doté d'une source à filament de rhénium. Il peut être directement couplé à un chromatographe.

CHROMATOGRAPHES

● Chez VARIAN-AEROGRAPH, on remarque une gamme extrêmement variée de chromatographes en phase gazeuse, allant de l'appareil simple de contrôle jusqu'à l'appareil très perfectionné de recherche, en passant par l'appareil préparatif entièrement automatique pour la séparation et la récupération de produits très purs :

— Le HYFI III, modèle 1200, appareil simple destiné aux travaux de contrôle et de recherche, est équipé d'un électromètre transistorisé et d'un programmeur de t°.

— Le Mark II, modèle 713, appareil préparatif automatique permettant de récupérer de 10 à 100 g de produit pur.

— Un intégrateur-numérique électronique, modèle 475, équipé de circuits intégrés.

● BECKMAN présente :

— le chromatographe GC 5 à hautes performances, de conception modulaire avec utilisation simultanée de deux détecteurs, deux colonnes, deux introductions, un programmeur de température ;

— le spectrophotomètre infrarouge à enregistrement rapide (5 s) dans la gamme des longueurs d'onde de 2,5 à 14.5 μ, conçu pour étudier en continu les fractions sortant d'un chromatographe.

● Chez M.S.A., les chromatographes industriels sont équipés de programmateur à disque à lecture photoélectrique.

● HEWLETT-PACKARD - F ET M, présente le chromatographe modèle 5750, dernier né des appareils de recherche.

● PERKIN - ELMER expose deux nouveaux modèles de chromatographe :

— la série F 11 Mark II possédant 6 têtes analytiques ;
— le modèle compact F 20 à tête catharométrique.

SPECTROMÈTRES DE RÉSONANCE PARAMAGNÉTIQUE ÉLECTRONIQUE

● Vu sur le stand VARIAN, le RPE, modèle E3 dans lequel la HF voisine de 9 500 MHz est modulée à 100 kHz pour la détection. Le champ magnétique varie de façon linéaire jusqu'à 6 000 gauss.

La résolution permet la séparation de raies de largeur inférieur à 70 mG. La sensibilité est de 5.10^{-10} Δ H spins, Δ H étant la largeur de raie à mi-hauteur exprimée en gauss. Les accessoires comprennent la régulation de température de l'échantillon, la cavité à irradiation, les cellules à mélanges, ainsi qu'un analyseur multicanal permettant l'augmentation du rapport signal/bruit pour les échantillons très dilués ou peu sensibles.

● Chez BRUKER PHYSIK, nous avons remarqué un RPE à hautes performances. Il comprend :

- l'unité micro-ondes avec contrôle de fréquence,
- deux canaux de détection basse fréquence (100 kHz et 713 Hz),
- un système magnétique avec alimentation et dispositif de régulation du champ par effet Hall ou résonance nucléaire,
- de nombreux accessoires (mémoire électronique).

L'emploi simultané des deux canaux donne la deuxième dérivée du signal d'absorption. La résolution limite est de 10^{11} spins par gauss à mi-hauteur.

CAPTEURS

● BUDD, soécialisé dans les capteurs à jauge de contrainte, propose des capteurs de pression à hautes performances.

● Chez BELL et HOWELL, division CEC, nous avons remarqué des capteurs de pression à fils extensométriques tendus, de très petites dimensions.

Etendues de mesure de 0,07 à 700 bars
Température de service —54 à +120 °C
Bande passante = 2 kHz
Précision limite = 1 °/₀₀

ERRATUM

La Société FILOTEX attire notre attention sur une erreur qu'elle qualifie elle-même de *légère*, concernant le fil isolé « KYNAR » dont il a été parlé dans la rubrique « Fils et Câbles » de notre compte rendu du Salon des Composants, numéro de juin 1967 de l'Onde Electrique, page 877.

Nous avons indiqué que FILOTEX présentait un fil isolé baptisé Kynar (en réalité un mélange de FEP et de syperpolyamide). En fait, FILOTEX a bien, d'une part, un fil isolé avec un produit dont la définition chimique est fluorure de polyvinylidène et la désignation commerciale est « Kynar » et, d'autre part, des fils isolés au fluoréthylènepropylène (FEP) avec revêtement extérieur en superpolyamide.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

L'obligation où nous nous sommes trouvés de faire paraître le 1er septembre le présent numéro de *l'Onde Electrique* malgré la fermeture de notre imprimeur au mois d'août pour les congés annuels de son personnel, ne nous a pas permis d'y inclure le tableau des mesures journalières des phases des émetteurs de fréquence étalon pour le mois de juillet 1967, comme nous l'avions indiqué dans notre Revue de juillet-août.

En conséquence, notre numéro d'octobre comprendra deux tableaux, ceux de juillet et d'août 1967.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

CATALOGUE COLLECTIF DES LIVRES FRANÇAIS DE SCIENCES ET DE TECHNIQUES 1965-1966

Un nouveau répertoire, contenant près de 2 000 titres d'ouvrages scientifiques et techniques, publiés pendant ces deux dernières années, constitue le panorama actuel de l'édition scientifique et technique française et facilitera les recherches bibliographiques.

Pour l'exécution de leurs travaux journaliers, les professeurs, chercheurs, industriels, ingénieurs et techniciens peuvent souhaiter se procurer un renseignement, trouver un tableau, connaître la solution à tel problème : un livre contient vraisemblablement ces précisions et lui permettra de gagner un temps précieux.

Ce livre, ils le découvriront dans ce répertoire, dont la consultation leur sera facilitée par des tables méthodiques.

On peut se le procurer chez les libraires spécialisés ou en s'adressant au Cercle de la Librairie, Groupe des Editeurs de Sciences & Techniques, 117, bd St-Germain, Paris VIe, au prix de 5 F franco.

NORMES AFNOR

L'Association Française de Normalisation vient de mettre en vente de nouvelles normes enregistrées relatives à l'Electricité, établies et éditées par l'Union Technique de l'Electricité, parmi lesquelles nous relevons :

NF C 97-210, mai 1967, Electroacoustique, Adaptateurs de modulation de fréquence : Caractéristiques et méthodes de mesure.

L'objet de cette norme est de fixer des méthodes de mesure permettant de déterminer de façon précise et reproductible les caractéristiques des adaptateurs de modulation de fréquence. Une annexe propose un mode opératoire indicatif qui a pour but de simplifier le processus de détermination des différentes caractéristiques.

Cette norme a été élaborée en suivant d'aussi près que possible les travaux de la Commission Electrotechnique Internationale.

Prix de l'exemplaire : 10 F à l'U.T.E. ou à l'AFNOR, 19, rue du Quatre-Septembre, Paris 2e.

NOUVELLE PUBLICATION ITT STANDARD

ITT Standard vient de publier une brochure de 60 pages concernant ses séries de potentiomètres : type hélicoïdal de précision, type de précision à faible couple, type de précision service continu et variante céramique. Le catalogue est illustré et comporte également les spécifications d'ordres mécanique et électrique, ainsi que les divers accessoires.

On peut se procurer cette brochure en s'adressant à SICOPEL, 86, rue du Président-Wilson, 92-Levallois.

CIRCUITS INTÉGRÉS MOTOROLA

Une nouvelle brochure intitulée « Integrated Circuit Seminar Notes », éditée par le Centre Européen Motorola de Genève, donne les caractéristiques et les applications de base des circuits intégrés MOTOROLA.

Les applications des circuits intégrés s'organisent et se développent autour d'un certain nombre de circuits de base dont Motorola étudie et améliore sans cesse les caractéristiques et les possibilités de combinaison.

La description des circuits élémentaires (logique de chaque fonction binaire, courbes de transfert et caractéristiques électriques) permet de comparer l'emploi des circuits numériques MOTOROLA dans des applications courantes :

compteur, décompteur, décade, registre à décalage, additionneur.

La conception et les caractéristiques des circuits intégrés linéaires dépendent trop des exigences propres aux utilisateurs, pour qu'on puisse établir des circuits de base définis. Motorola a cependant lancé toute une série de circuits susceptibles d'être rangés dans quelques grandes catégories suffisamment homogènes : amplificateurs opérationnels, différentiels, haute fréquence et audio, dont le compte rendu détaille les caractéristiques et les applications.

Le bulletin « Integrated Circuit Seminar Notes » est disponible au Service de Presse de Motorola, 33, rue Galilée, Paris 16e.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

LE MAKROFOL KG ET LES CONDENSATEURS MINIATURES

La feuille en polycarbonate de BAYER, RMakrofol KG, dont l'épaisseur peut atteindre 2 µ est considérée comme la feuille électro-isolante sans support la plus mince du monde. Avec du Makrofol KG métallisé, utilisé comme diélectrique, il est possible de fabriquer aujourd'hui des condensateurs qui, pour une capacité identique, sont sensiblement plus petits qu'autrefois. Les condensateurs en Makrofol KG se caractérisent par une constance très favorable de la capacité et par un angle de perte diélectrique réduit dans un intervalle de températures très étendu, allant jusqu'à 125 °C.

S'adresser à SOGEP, 5, rue Hamelin, Paris-16e.

POSSIBILITÉS NOUVELLES DANS LA RÉALISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés sont depuis longtemps employés en électronique. Normalement, ces systèmes de connexions sont réalisés selon le procédé dit de soustraction (eau-forte), dans lequel la plaque-support doublée de cuivre est imprimée *en positif* et la partie de la couche de cuivre non protégé de vernis, éliminée. Les lignes conductrices qui subsistent servent au transport du courant.

BAYER a mis au point un procédé plus rationnel, le procédé d'addition, qui fait appel à une méthode de nickelage sans courant, au Nibodur. Cette méthode permet d'obtenir en même temps une jonction transversale, c'est-à-dire une liaison conductrice avec la face opposée de la plaque-support. Cette plaque estampée et perforée est nickelée par voie chimique, imprimée ensuite *en négatif*, puis pourvue en positif, par dépôt galvanique, du schéma de connexions.

Des fabricants de récepteurs de radio et de télévision parmi les plus importants montrent un vif intérêt pour ce nouveau procédé de fabrication de circuits imprimés de faible encombrement, dans lesquels les contacts intermittents sont exclus.

ÉCHANTILLONNEURS ET ANALYSEURS INFRAROUGE « SIERRA »

● L'échantillonneur infrarouge — type 705 B SIERRA (Philco/Ford) — analyse les caractéristiques thermiques d'objets ayant des dimensions de l'ordre de 7,5 µ. Une très haute sensibilité est obtenue au moyen d'un détecteur infrarouge refroidi à l'azote liquide.

La gamme des températures va jusqu'à 600 °.

Le temps de réponse du détecteur est de 1 µs.

La partie électronique, entièrement réalisée avec des semiconducteurs, permet d'avoir un temps de réponse global de 0,5 ms.

● L'analyseur infrarouge — type 710 B, du même constructeur — permet de détecter le rayonnement infrarouge provenant d'un objet situé à une distance allant de 8 cm à l'infini. La résolution complète est de 750 µ à 8 cm.

Un système de balayage explore un angle solide de 20° dont l'analyse complète est réalisée en 5 secondes.

Le résultat peut être visualisé sous deux formes :

— image complète, type « télévision » ;

— trace unique de quantification sur oscilloscope.

La table de contrôle comporte deux écrans de visualisation dont l'un est équipé d'un appareil de photographie.

Applications : Contrôle non destructif et sans contact (circuits imprimés, couches minces, semiconducteurs, etc.), essais de fiabilité (métallographie, semiconducteurs), appariement d'éléments actifs (diodes, transistors), contrôle de soudure, etc.

La représentation en France est assurée par Tranchant-Electronique S.A., 19-21, rue Madame-de-Sanzillon, 92 - Clichy.

NOUVELLES COMPOSITIONS RÉSISTIVES POUR MICROCIRCUITS HYBRIDES

La DU PONT DE NEMOURS International S.A. est maintenant en mesure de livrer aux utilisateurs européens trois nouveaux types de compositions résistives destinées à la fabrication de films épais pour microcircuits intégrés hybrides, réalisés par sérigraphie. Leurs principales caractéristiques sont les suivantes :

Composition	Résistivité nominale du film de 25 µ (ohm/carré)	Coefficient de résistance de +25 à +125 °C (ppm/°C)
7822	50 à 100	< +300
7823	500 à 1 000	< +200
7837	12 000	+50

La société DU PONT fournit, depuis plusieurs années déjà, des compositions résistives utilisées dans le secteur en pleine expansion des microcircuits imprimés sur film épais.

Les microcircuits hybrides en films épais, déjà largement utilisés dans les calculatrices électroniques et le matériel de télécommunications, le sont de plus en plus dans les récepteurs de radio ou de télévision et les dispositifs de commande et de régulation pour automobiles et appareils ménagers.

Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser à : Du Pont Information Service, Boîte Postale CH-1211 - Genève 24 - Suisse.

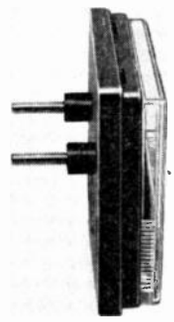
DE NOUVEAUX APPAREILS DE MESURE WESTON PLATS POUR MONTAGE SUR TABLEAU

Des appareils de mesure pour tableau, complètement libérés du fût arrière, permettent à l'utilisateur de disposer de l'espace situé derrière le tableau de montage.

Etudiés pour répondre à la demande croissante d'équipement plus compact, les modèles Weston 521 et 531 ont seulement 17 mm d'épaisseur et demandent, dans le tableau, des trous de 9,5 mm de diamètre servant à la fois au montage et aux connexions électriques.

Les modèles 521 (63 mm ⌀) et 531 (89 mm ⌀) utilisent le nouveau mécanisme Weston extra-plat Cormag . Ils ont une précision standard de ±2 %en bout d'échelle. Leur linéarité concurrence celle de n'importe quel appareil de mesure conventionnel à mouvement classique. Le montage sur pierre précieuse absorbe les chocs et assure une longue durée de vie sous des conditions sévères d'utilisation.

Les deux modèles ont des gammes standard allant de 50 mV à 500 V et de 100 µA à 10 A en courant continu et de 150 à 300 V en courant alternatif. Les appareils à

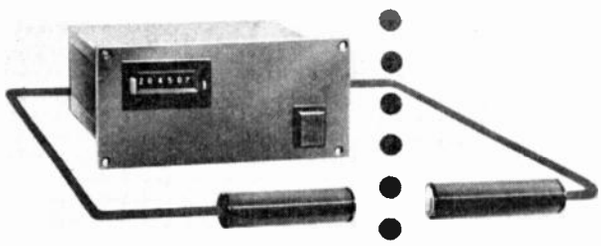


courant alternatif sont du type à redresseur avec une résistance interne de 1 000 Ω/V. Des gammes plus basses et des échelles spéciales peuvent être fournies sur demande. L'appareil est équipé d'une remise à zéro.

Renseignements complémentaires auprès de M. Naggar, Société d'Instrumentation SCHLUMBERGER, 146, rue des Blains, 92-Bagneux.

COMPTEURS D'IMPULSIONS PHOTO-ÉLECTRIQUES

Avec des cadences de comptage pouvant atteindre 90 impulsions/seconde, ces nouveaux compteurs d'impulsions photo-électriques ROGO semblent intéressants : leur temps de réponse est inférieur à 20 µs et permet de compter avec grande précision toute pièce quels que soient sa forme, sa grandeur ou son poids.



Ces appareils sont livrables pour tension d'alimentation de 12 à 220 V 50 Hz.

Montage à encastrement, dimension normalisée de la plaque frontale 72×144.

Ils peuvent être fournis en trois versions :

— Type AC 6 : photo-compteur.
— Type AP 5 : photo-compteur à présélection.
— Type AT 7 : photo-compteur totalisateur.
— Type AR 2 : photo-relais.

Les projecteurs et récepteurs utilisés sont de faible encombrement et prévus pour des distances de 3 ou 6 mètres.

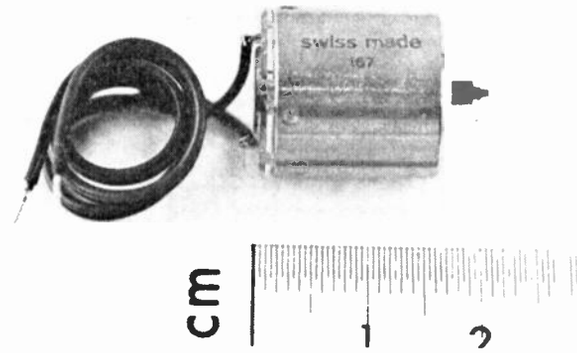
— ROGO, Robert Goetz et Cie, 85, rue du Château-zu-Rhein, 68 - Mulhouse-Dornach.

UN CRYOSTAT MINIATURE

HYMATIC ENGINEERING Co. Ltd, Glover Street, Redditch, Worcestershir.. vient d'annoncer la sortie de ce qu'elle croit être le plus petit cryostat du monde fonctionnant à 21° absolus. Ses dimensions (65 mm de longueur sur 7,2 mm de diamètre) et son poids (44 g seulement) permettent de le placer au sein même de l'appareil qui l'emploie. Les applications les plus caractéristiques comprennent le refroidissement des spécimens dans les microscopes à champ ionique, les microscopes à électrons, les aimants à champ de forte intensité et autres appareils tels que les détecteurs infrarouges, qui ont besoin pour leur refroidissement d'une puissance pouvant atteindre 2 W. Le cryostat est à deux étages : un mini-cryostat est placé à l'intérieur d'un autre. Le premier étage liquéfie de l'azote ou de l'argon qui circule et pré-refroidit l'hydrogène ou le néon du second étage. L'appareil est absolument complet par lui-même et n'exige aucune source de puissance extérieure.

UN NOUVEAU MICROMOTEUR

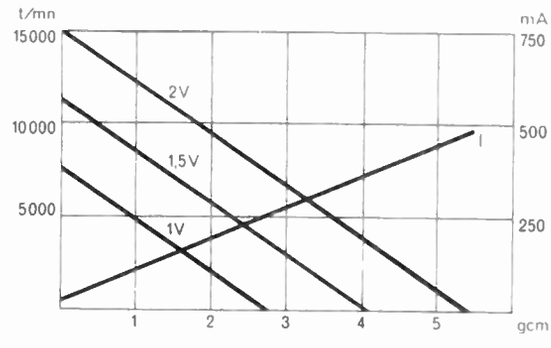
Nouveau produit de l'industrie horlogère suisse, nous présentons à nos lecteurs le moteur Escap type 15, de taille particulièrement réduite et d'un poids de 12 g. Son grand couple de démarrage et son temps de lancement extrêmement court sont dus à une construction originale : le rotor, en forme de cylindre ouvert à une extrémité, est constitué uniquement par le bobinage dont les spires étant obliques et croisées n'ont besoin d'aucun support. L'entrefer est ainsi extrêmement réduit, ce qui confère au moteur un rendement élevé. De plus, comme le rotor tourne autour du stator constitué par un aimant permanent bipolaire, on a pu donner au rotor un diamètre exceptionnellement grand eu égard aux dimensions totales du moteur.



Le palier est en bronze fritté autolubrifiant, les balais en alliage d'or et le collecteur en alliage d'argent.

Caractéristiques techniques :

Tension d'alimentation : 2 V continu maximum.
Tension minimale de démarrage à vide : 60 mV.
Vitesse de régime : environ 10 000 tr/mn.
Couple de démarrage : 5,5 gcm.
Rendement : >55 % à 10 000 tr/mn et 1,75 gcm.
Durée de vie : >1 000 h dans les conditions normales d'utilisation.



Couches caractéristiques du micromoteur ESCAP 15.

Les applications de ce moteur se trouvent dans les télécommandes, la régulation par circuits transistorisés, les caméras et appareils photographiques, les enregistreurs miniatures.

Les moteurs Escap sont fabriqués par Portescap à La Chaux-de-Fonds, Suisse, représenté à Paris par MEGEX, 105, quai Branly, Paris-15e.

MACHINES-OUTILS POUR LES FABRICANTS DE PIÈCES ÉLECTRONIQUES

SOUTH LONDON ELECTRICAL EQUIPMENT Co Ltd., Lanier Works, Hither Green Lane, Londres S.E.13 vient de mettre sur le marché un choix d'installations pour le traitement et le montage des microcircuits utilisés en électronique.

Les outils de précision ont été étudiés à l'origine par la Marconi Company de Chelmsford, Essex pour faciliter les fabrications de sa division d'électronique, qui prenait une grande extension. Les outils ont, par conséquent, l'avantage d'avoir été étudiés par un fabricant de microcircuits possédant une grande expérience du sujet ; ils ont fait leurs preuves dans des conditions de fabrication en grandes séries.

Le choix comprend des machines à aligner les masques pour le transfert des circuits aux lamelles de silicium ; des styles de diamant pour diviser les lamelles en circuits séparés ; un outillage pour le montage des fragments de lamelles ; des colleuses à bille, à cale et ultrasons pour fixer les contacts et relier les conducteurs aux circuits.

Ces machines complètent le choix déjà existant de matériel construit par la société, pour la fabrication de semiconducteurs, ce matériel comprend des soudeuses à projection de précision pour le soudage des microcircuits et des capsules, ainsi que des boîtes sèches et des fours à vide.

NETTOYAGE PAR ULTRA-SONS : UNE GAMME D'APPAREILS ALCATEL

Les laboratoires d'ALCATEL viennent de développer une gamme d'appareils de nettoyage par ultra-sons, capables de couvrir tous les besoins depuis la cuve de 1 litre à l'installation de plusieurs centaines de litres mise en service à l'usine de séparation isotopique de Pierrelatte pour le nettoyage des pièces de grandes dimensions de compresseurs.

Les techniques ultra-sonores ne sont pas une nouveauté pour Alcatel qui, outre son activité dans le domaine de la détection sous-marine, fabrique depuis plusieurs années des céramiques piézo-électriques, des transducteurs de nettoyage et de soudage, des appareils de contrôle non destructif par ultra-sons. Quant au nettoyage ultra-sonore lui-même, les appareils présentés ne sont que l'aboutissement d'une longue lignée d'appareils et d'installations, rodés dans les laboratoires et usines d'Alcatel et de ses filiales.

Les générateurs à *haut rendement* sont entièrement transistorisés au silicium. L'accord sur la fréquence de résonance des vibrateurs est automatique. Ils sont munis de dispositifs de sécurité qui les protègent contre tout régime de fonctionnement accidentel à vide ou en surcharge.

Les transducteurs associés sont de fabrication standard Alcatel, ils fonctionnent à 20 et à 60 kHz.

Caractéristiques	Type du générateur		
	60-50	20-100	20-1000
Fréquence de travail ...	60 kHz	20 kHz	20 kHz
Puissance moyenne	50 W	100 W	1 kW
Puissance de crête	100 W	150 W	2 kW
Capacité de la cuve ...	1 l	1 l	50 à 60 l

Le générateur du type 20-1000 est prévu pour la réalisation d'installations importantes. Sa charge normale est constituée de 10 vibrateurs Alcatel N20 branchés en parallèle et montés sur une cuve.

Plusieurs générateurs de ce type peuvent être associés pour assurer l'alimentation de cuves de plus grande capacité.

TRANSMISSION TÉLÉPHONIQUE DE LA PAROLE ET DE L'IMAGE

A la foire de Hanovre 1967, SIEMENS a présenté son nouveau téléphone-téléviseur.

Le nouvel appareil « téléphono-viseur » présenté par SIEMENS apporte un élément dans les discussions faites à propos du téléphone de l'avenir. Cet appareil permet déjà de recueillir d'intéressantes expériences dans le cadre d'une exploitation en circuit fermé.

Il y a déjà longtemps qu'on désire voir le correspondant auquel on téléphone et de nombreux essais pratiques ont déjà été réalisés. Mais la prise de vues, la transmission et la

reproduction de l'image demandaient un équipement trop complexe pour qu'on puisse, dans le passé, penser à une exploitation sur une grande échelle.

Pour la réalisation de leur nouveau système, les ingénieurs de SIEMENS ont utilisé les tubes de prise de vue et de projection habituels, mais ils ont consciemment renoncé au procédé d'analyse normal, jugé trop complexe. La réduction de l'image reçue à un format de 8,5 sur 11,5 cm a permis de se contenter de 225 lignes, sans entraîner la réduction de la qualité. La bande de fréquence nécessaire à la transmission a pu être limitée à 400 kHz, si bien que des câbles téléphoniques normaux permettent de réunir des correspondants jusqu'à 3 km de distance. Les centraux téléphoniques modernes peuvent, sans difficulté, recevoir les dispositifs de commutation nécessaires, ainsi qu'on a pu le voir à Hanovre.

Le correspondant émetteur est placé à environ 1 mètre de l'appareil émetteur et un miroir inverseur, incorporé dans l'appareil du correspondant permet à celui-ci de ne voir que l'image, sans être vu lui-même, lorsqu'il se trouve dans le champ visuel de son propre appareil. Pour la réalisation matérielle, il a été jugé préférable de séparer l'appareil téléviseur de l'appareil téléphonique. L'utilisateur à ainsi la possibilité de combiner l'appareil téléviseur avec n'importe quel type d'appareil téléphonique convenable.

UN POSTE DE RADIO A BANDE LATÉRALE UNIQUE DONNE HUIT CANAUX DE COMMUNICATION

Un système de radio à bande latérale unique construit par la firme britannique LABGEAR Ltd., Cromwell Road, Cambridge, procure huit canaux de communication qui ne peuvent être mis en écoute que par d'autres appareils à bande latérale unique ayant des cristaux à fréquence de spot identiques.

On règle d'avance pour le client quatre canaux de fréquence principaux. Par suite des propriétés de la bande latérale unique, on dispose alors de huit canaux en se servant de la partie inférieure ou de la partie supérieure de la bande.

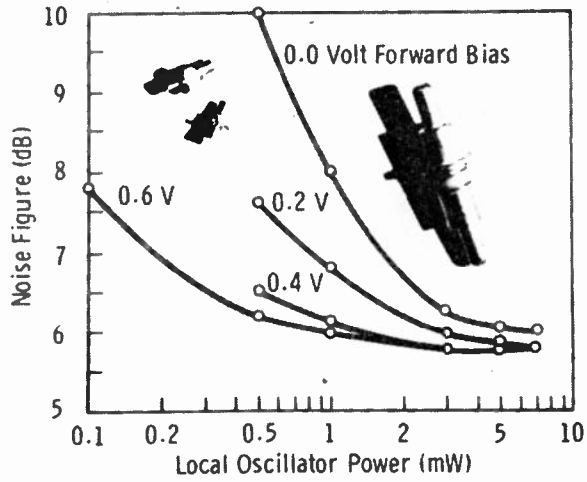
Un modèle portatif permet d'obtenir des portées de 2 400 km du fait de l'absence de distorsion de la bande latérale unique et le poste peut fonctionner sur de grandes distances même à faible puissance.

Les organes de commande sont simples, des opérateurs relativement peu expérimentés peuvent donc utiliser les postes. On choisit les fréquences simplement en manœuvrant un commutateur. L'appareil portatif comporte une antenne accordable à la main. Il existe un modèle déplaçable avec une antenne automatique à moteur qu'on peut accorder à distance.

Le poste portatif a une échelle de fréquences de 2 à 11 MHz : l'échelle de fréquences du poste déplaçable va de 2 à 15 MHz. Un modèle de récepteur à bande latérale unique a même une échelle de fréquences allant de 2 à 20 MHz.

DIODE A EFFET SCHOTTKY A TRÈS BAS FACTEUR DE BRUIT

Une diode mélangeuse à effet Schottky à l'arséniure de gallium, TIXV 08 à 19, avec un facteur de bruit de 6,0 dB à 9,375 GHz, vient d'être présentée par TEXAS INSTRUMENTS.



C'est, dit le constructeur, le premier semiconducteur fonctionnant dans la gamme 8,2 - 12,5 GHz qui ait un tel facteur de bruit. Le courant direct maximal est de 100 mA, la capacité typique du boîtier varie de 0,18 à 0,55 pF, suivant le type du boîtier. Avec une puissance en oscillateur local de 4 à 7 mW, le facteur de bruit total, y compris les 1,5 dB de l'amplificateur IF, est de 6 dB. Il est possible de réduire la consommation de 1 à 2 mW par polarisation directe avec une faible incidence sur le facteur de bruit.

La série TIXV 08 à 19 est principalement conçue pour l'étage mélangeur dans les radars, les télécommunications et la télémétrie.

COMMUNIQUÉS

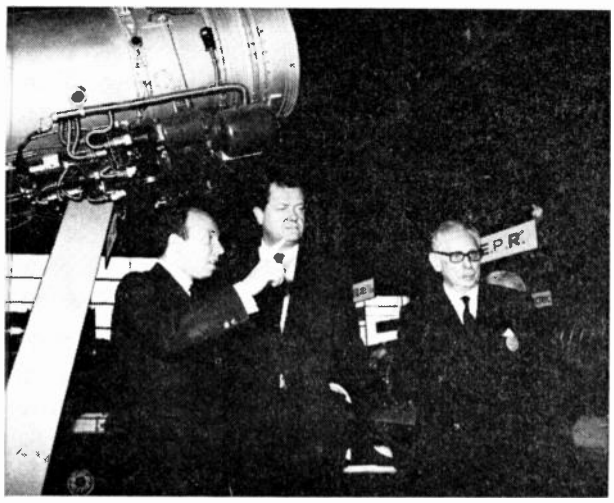
LA JOURNÉE DE L'ÉLECTRONIQUE 30 mai 1967 AU SALON DU BOURGET

Au XXVII[e] Salon de l'Aéronautique et de l'Espace, la Journée du 30 mai était consacrée à l'Electronique et placée sous le Haut Patronage du Ministre de l'Industrie, Monsieur Olivier Guichard. Accueilli par Monsieur Dontot, Président de la F.N.I.E. et par Monsieur Bigard, Président du S.P.E.R., Monsieur Blum, Président de l'U.S.I.A.S. et Monsieur Maillet, Commissaire Général du Salon, le Ministre a longuement parcouru les stands des 54 exposants de l'Industrie Electronique, et s'est intéressé aux réalisations présentées, ainsi qu'aux travaux des laboratoires. Il s'est entretenu avec les Présidents des principales Sociétés, avant de visiter les installations du C.N.E.S. dans lesquelles les matériels électroniques trouvent une large place, comme dans le stand des Armées et l'exposition statique d'avions et engins.

Au cours de la même matinée, la Fédération Nationale des Industries Electroniques réunissait quelque 400 invités, représentant les grandes Administrations tant militaires que civiles. Un lunch était offert à l'issue de la visite des stands, qui permit, dans une ambiance détendue, de resserrer les liens qui unissent désormais les Chercheurs et Techniciens de l'Industrie à ceux des Administrations et des Universités.

A 13 heures, Monsieur le Président Bigard tenait une Conférence de Presse, en présence de Monsieur Dontot, au cours de laquelle il devait rappeler toute l'importance des liens unissant les industries Electroniques et Aéronautiques. Il a notamment indiqué :

WRH



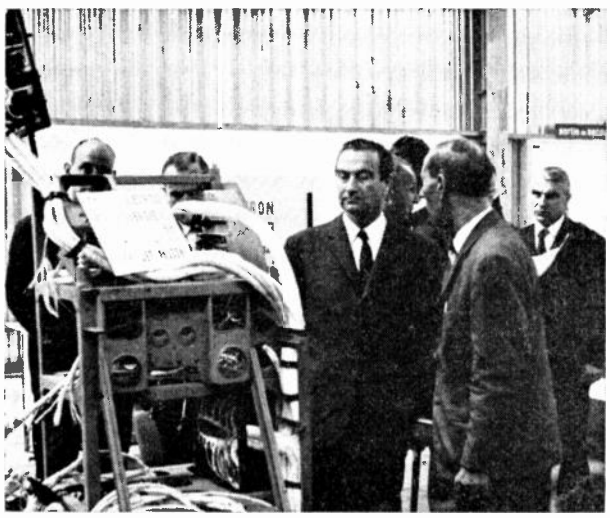
Visite du Ministre de l'Industrie, Monsieur Olivier GUICHARD.

« L'Industrie Electronique française a réalisé en 1966 un chiffre d'affaires de 8 600 millions de francs, en progression de 10 % sur l'année précédente. Les exportations, avec 2 130 millions interviennent dans cette activité pour 30 % (par rapport au chiffre d'affaires hors taxes). Les effectifs sont restés stables autour de 130 000 personnes. Ces chiffres ne tiennent pas compte de la commutation et de l'électronique médicale.

« *Le secteur des Matériels Professionnels*, si l'on ajoute aux ensembles d'équipement (y compris l'informatique) les composants professionnels, représente avec un peu plus de 5 000 millions, 60 % environ de l'activité de notre industrie.

« *La participation de l'Electronique française au Salon du Bourget* double chaque année ses surfaces et son rayonnement. Cette année, 54 exposants (38 en 1963) appartenant à la Fédération Nationale des Industries Electroniques occupent quelque 3 000 m² pour la présentation de leurs matériels contre 680 m² en 1963. La Fédération elle-même anime un stand d'orientation et de renseignement.

« Cette progression concrétise la *contribution toujours croissante* de l'Electronique à l'Aéronautique, de même d'ailleurs que l'influence de la recherche aéronautique et spatiale sur le développement de l'Industrie Electronique. Ces deux Industries sont maintenant inséparables et, dans toute l'histoire des techniques, il y a peu d'exemples d'association plus fructeux que celle de ces deux Industries. Leur développement parallèle, leur nécessaire solidarité devant le problème global de l'Espace, imposent plus que jamais un



Visite du Délégué Ministériel pour l'Armement : le Général d'Armée Aérienne FOURQUET, sous la conduite de M. Jean BIGARD, Président du Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Radioélectrique et Electronique (S.P.E.R.)

continuel et persévérant travail en commun et expliquent l'existence d'un Bureau Inter-syndical réunissant la F.N.I.E. et l'U.S.I.A.S.

« On soulignera à cette occasion que dans les matériels professionnels d'équipement électronique, les fabrications pour l'Aéronautique et l'Espace représentent environ le tiers de l'activité de ce secteur.

« Sans qu'il soit possible d'établir une statistique exacte, on peut estimer à quelque 1 200 millions de francs le montant des fabrications effectuées pour l'Aéronautique et l'Espace par les Constructeurs d'Electronique (Equipement et Composants — matériels d'informatique non compris). Les exportations représentent environ 250 millions, soit le 1/4 du chiffre d'affaires hors taxes.

« Les passagers d'un long courrier ne se doutent pas qu'un imperceptible réseau les prend en charge totalement et les guide aussi sûrement, aussi rigidement qu'un train sur ses rails.

« L'Electronique a aussi apporté son plein concours aux succès remportés la saison dernière par le Centre National d'Etudes Spatiales, succès qui ont donné à la France le rang de troisième puissance spatiale ; dans ce domaine, d'une sévérité et d'une rigueur totales, notre Industrie a démontré qu'elle avait acquis d'ores et déjà la qualité spatiale. Dans la grande révolution qui se prépare, l'Electronique Française est prête à tenir un rôle qu'elle sait fondamental ».

De son côté, Monsieur Dontot, après avoir répondu aux questions des Journalistes devait confirmer :

« *L'Electronique attend et reçoit beaucoup du développement d'un programme spatial.* La qualité spatiale est un remarquable stimulant pour l'Industrie Electronique et les résultats acquis retombent en pluie bienfaisante sur tous les matériels, y compris les appareils les plus courants, mis à la disposition du public. C'est grâce aux exigences imposées par les progrès de l'Aéronautique et la conquête de l'Espace qu'ont été mis au point les composants d'une haute valeur technique dont les performances sont chaque jour plus « pointues » et dont la « fiabilité » s'accroît sans cesse. Puis, *la fiabilité des systèmes* électroniques tout entiers a été en cause pour permettre des durées de vie de plusieurs années, dans les conditions de marche difficile des satellites tournant sur orbite. C'est là qu'est la mesure de la qualité exigée et atteinte de l'électronique de bord, et le point de la recherche mise en œuvre non seulement en électronique, mais également dans le domaine de la physique des solides, de la cristallographie, des plasmas, etc.

Pour faire face à ces impératifs, pour poursuivre ces recherches très poussées sur le choix des matériaux, leur pureté, leur agencement et leurs dimensions, l'Industrie Electronique a dû mettre en œuvre des *Centres de Recherches* considérables.

Au début de 1965, ces Centres comptaient 4 800 Ingénieurs de Haute Technique ajoutés aux 3 300 de l'Aéronautique, c'est-à-dire plus de 8 000, soit 43 % du total des chercheurs de la France. Et les dépenses en 1965, pour ces deux secteurs, représentent, avec 2 200 millions de francs, près de la moitié de l'ensemble de l'effort de recherche de notre Industrie nationale ».

La parfaite compétitivité des matériels français par rapport aux matériels étrangers a été explicitement confirmée. Il n'existe pas d'écart technologique dans le domaine des matériels professionnels. L'importance des quantités fabriquées seule est variable en raison des dimensions différentes des marchés nationaux. Au moment où la compétition internationale se fait particulièrement âpre, il est réconfortant de constater, en les comparant dans le cadre du Salon, que nos matériels n'ont rien à envier à ceux que présentent les autres Pays.

« FIRATO 67 »

Amsterdam, 21 septembre - 1er octobre 1967

La Firato 67, 15e exposition internationale de l'électronique, aura lieu du 21 septembre au 1er octobre 1967 inclus, dans le Palais du RAI à Amsterdam, de 10 à 17 heures

et de 19 à 22 heures 30 ; le dimanche de 10 à 17 heures seulement.

Plus de 140 exposants y donneront, sur une superficie de 27 000 m², une vue d'ensemble de tout ce qui se rapporte, tant aux Pays-Bas qu'à l'étranger, aux domaines de la radio, de la télévision, de l'enregistrement et de la reproduction du son et de l'image, ainsi qu'aux instruments de musique électroniques.

Parmi les nombreux stands, on trouvera des envois britanniques et français. Dans plusieurs salles du Centre des Congrès du RAI divers exposants organiseront des démonstrations d'appareillage HiFi et stéréo.

Cette exposition sera celle de l'introduction de la télévision en couleurs aux Pays-Bas. Dans le Hall Est sera aménagé un studio réservé à cette fin, où l'on pourra suivre régulièrement des démonstrations de télévision en couleurs. Dans ce studio, le public aura accès à un « train de reportage » de la télévision néerlandaise comportant deux cars de reportage munis de l'appareillage pour émission en couleurs hors du studio permanent.

Le centre d'information éducatif dans le domaine de l'électronique, « l'Elektron », très connu en Hollande, aura son stand spécial dans le Hall Nord. C'est ici que les adolescents auront l'occasion de s'orienter sur le choix d'une profession. Dans plusieurs salles (« rue des Connaissances ») on élucidera la théorie, tandis que la pratique en sera faite dans le « Jardin des Applications ». Cette manifestation a pu être réalisée grâce à la coopération et aux envois des autorités militaires néerlandaises (marine, armée de terre et de l'air), ainsi que par plusieurs grandes entreprises. La participation du Ministère de l'Instruction Publique et des Sciences souligne l'intérêt de ce centre d'information.

Une des attractions de la Firato 67 sera le fonctionnement d'un émetteur de radio FM-stéréo ; plusieurs stands organiseront également des démonstrations d'appareils d'enregistrement HiFi, stéréo et vidéo.

COLLOQUE : ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE ET RADIOPROTECTION

Toulouse 5, au 8 mars 1968

Dans le cadre des Journées d'Electronique de Toulouse, un colloque sera consacré, du 5 au 8 mars 1968, à l'électronique nucléaire dans ses rapports avec la radioprotection.

On trouvera ci-dessous le *programme scientifique* provisoire de ce colloque :

● 1re *partie* : **Les détecteurs** (spectromètres et dosimètres) **et leurs circuits associés.**

1 - Détecteurs électroniques basés sur l'ionisation (chambres d'ionisation, jonctions PN, compteurs, détecteurs à étincelles, etc.).

2 - Détecteurs électroniques basés sur l'excitation (scintillateurs, effet Cerenkov, etc.).

3 - Spectrométrie et dosimétrie des rayons γ, des neutrons et des particules de haute énergie.

4 - Dosimètres à milieu équivalent au tissu biologique.

5 - Circuits associés ; systèmes portables ; dispositifs électroniques de lecture des doses intégrées obtenus par les dosimètres physiques (émulsions, verres radiophotoluminescents, cristaux thermoluminescents, ionographie, etc.).

6 - Problèmes d'étalonnages des détecteurs et des dosimètres.

● 2e *partie* : **Les dispositifs de mesure de la radioactivité ambiante.**

1 - Mesure de la radioactivité naturelle et de la radioactivité artificielle de l'air.

2 - Mesure des caractéristiques des aérosols atmosphériques.

3 - Systèmes de mesure à bas bruit de fond.

SALON DES COMPOSANTS ET COLLOQUE SFER 1968

Le prochain *Salon International des Composants Electroniques* se tiendra à Paris *du 1er au 6 avril* 1968 *dans le Parc des Expositions de la Porte de Versailles,* comme le Salon de 1967.

La date du Salon reste donc pour 1968 fixée au mois d'avril. On notera, cependant, que cette manifestation, rompant avec ses habitudes antérieures, ouvrira un lundi pour se terminer le samedi soir de la même semaine, donc pas de dimanche dans la durée du Salon.

Autre modification qu'il importe de noter :

Le Colloque International qui vient traditionnellement compléter le Salon des Composants aura lieu en 1968 aux mêmes dates que le Salon, du 1er *au 5 avril.*

Il s'agit d'un *Colloque portant sur la Télévision en couleurs, aspects scientifiques et techniques ;* il se tiendra *dans le Bâtiment des Conférences de la Maison de l'UNESCO,* sous le double patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (F.N.I.E.) et de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens (S.F.E.R.). L'Union des Associations Techniques Internationales (U.A.T.I.) participe, comme précédemment, à l'organisation du Colloque.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

LA 1re CHAINE INDUSTRIELLE FRANÇAISE POUR LA FABRICATION DES TUBES-IMAGES POUR RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION EN COULEURS

L'usine de Dreux de La Radiotechnique-Coprim- R.T.C. est spécialisée dans la fabrication des tubes à rayons cathodiques. Depuis 1956, année de sa mise en service, elle a produit 6 millions de tubes-images pour récepteurs de télévision en noir et blanc, se plaçant ainsi au premier rang de la production française en ce domaine.

A la suite d'études entreprises dès 1963, une chaîne pilote de fabrication de tubes-images pour récepteurs de télévision en couleurs y a été mise en place. A la fin de l'année dernière, dans la nuit du 31 décembre 1966 au 1er janvier, le premier tube « bon » issu de cette chaîne sortait en production. Les premières livraisons à la clientèle étaient effectuées dès le mois de mars 1967.

La chaîne pilote a été remplacée depuis lors par une chaîne industrielle de production en série des tubes-images couleurs que la Presse Technique a pu voir en fonctionnement le 15 juin : d'ici à la fin de l'année, cette chaîne aura produit plusieurs dizaines de milliers de tubes ; à la fin de 1967, sa capacité de production sera de 100 000 tubes par an ; en 1968, sa production dépassera ce chiffre.

Nous donnons dans la partie « Correspondance » de ce numéro de *L'Onde Electrique* des renseignements sur la fabrication de ces tubes.

L'usine R.T.C. de Dreux emploie actuellement 660 personnes, la moitié de ses 18 500 mètres carrés de surface de planchers est en cours d'affectation aux laboratoires, ateliers et services de fabrication des tubes-images couleurs.

Enfin, on sait qu'un très important pourcentage de la production de cette usine est, en ce qui concerne le noir et blanc, destiné à l'exportation. Il en sera de même de la production des tubes-images couleurs, ce qui confirmera la vocation exportatrice du centre industriel de Dreux ; à ce jour, plusieurs centaines de ces tubes ont été livrés en U.R.S.S.

NOUVEAU FAISCEAU HERTZIEN CSF-SAT 1 800 VOIES ENTRE PARIS ET BORDEAUX

L'administration des Postes et Télécommunications vient de conclure avec la CSF (Compagnie générale de télégraphie Sans Fil) et la SAT (Société Anonyme de Télécommunica-

tions) un marché de fourniture et d'installation d'un faisceau hertzien entre Paris, Poitiers et Bordeaux.

Cette liaison, la première de ce genre en France, permettra de transmettre simultanément 1 800 communications téléphoniques. Elle facilitera le trafic téléphonique entre la région parisienne et celles du Poitou et de l'Aquitaine.

Le matériel, du type SH 6 - 1 800 dont la capacité peut être portée à 10 800 voies par adjonction d'équipements complémentaires, est entièrement transistorisé sauf, bien entendu, le tube à onde progressive. Il a été étudié conjointement par la CSF et la SAT sous la haute direction du C.N.E.T. et fonctionne en modulation de fréquence dans la bande des 6 GHz.

Ce même matériel permet, au lieu des 1 800 communications téléphoniques, de transmettre un programme complet de télévision en noir ou en couleurs avec l'image et jusqu'à 4 voies « son ».

Ainsi se voit maintenue la confiance que l'administration française des Postes et Télécommunications, comme celle de nombreux pays étrangers, accorde à la technique CSF. Dans le domaine des faisceaux hertziens multicanaux, la CSF est, depuis l'origine, c'est-à-dire depuis plus de vingt ans, l'un des leaders de cette technique. En effet, outre la presque totalité du réseau français des Postes et Télécommunications, elle a réalisé dans une trentaine de pays et continue d'implanter dans le monde, des réseaux hertziens de tous types, dont la capacité totale se compte par dizaines de millions de kilomètres de « voies téléphoniques ».

250 CENTRAUX TÉLÉPHONIQUES PRIVÉS MAROCAINS UTILISENT LE « PENTACONTA »

250 centraux privés ont été installés au Maroc par la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques (CGCT) depuis la création du système de téléphonie automatique Crossbar « PENTACONTA ».

L'ensemble de ces équipements représente 12 780 lignes téléphoniques réparties de la façon suivante :

— 115 centraux de 4 850 lignes dans le centre de Casablanca (Casa-Ville, El Palida, Mohamedia),

— 92 centraux de 5 970 lignes dans le centre de Rabat (Fez, Rabat, Meknès, Al Hoceima, Nador, Restinga, Larache, Oujda),

— 44 centraux de 1 960 lignes dans le centre de M'Keck (Beni Mellal, Agadir, Sofi, Mogador).

De plus, CGCT a réalisé les installations de 50 hôtels marocains, des rives de la Méditerranée aux confins de l'Atlas et du Sahara.

CGCT, qui a mis récemment en service le central de Salé, a livré sept centraux publics « PENTACONTA », représentant 19 100 lignes, au Ministère des PTT du Royaume du Maroc.

LA SERI, LES SOCIÉTÉS DUCELLIER, BENDIX ET JAEGER INSTALLENT EN ROUMANIE UNE USINE D'APPAREILS ÉLECTRIQUES AUTOMOBILES

La SERI Renault-Engineering, et les Sociétés DUCELLIER, BENDIX et JAEGER ont signé à Bucarest avec INDUSTRIALIMPORT, Entreprise d'Etat pour le Commerce Extérieur, un contrat qui marque un nouveau pas sur le chemin de la collaboration technique et industrielle entre la France et la Roumanie.

Ce contrat porte sur l'équipement d'une usine de 20 000 m² environ, destinée à la fabrication d'appareils électriques automobiles pour camions et tracteurs. Cette usine sera implantée à Sacele près de la ville de Brasov. La production envisagée est de 100 000 jeux d'appareils par an comprenant des démarreurs, alternateurs, régulateurs, distributeurs, bobines instruments de bord et flexibles, construits sous licence DUCELLIER, BENDIX et JAEGER.

L'intervention du groupe français porte essentiellement sur les études d'installations, des fournitures d'équipement, et l'assistance technique jusqu'au démarrage des fabrications inclusivement.

COOPÉRATION TECHNIQUE FRANCO-POLONAISE DANS LE DOMAINE DU VIDE

Un important accord franco-polonais vient d'être conclu dans le domaine du vide, il assure à la SOCIÉTÉ GÉNÉRALE DU VIDE, filiale de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT, l'exclusivité de la production et de la vente du manomètre à ultra-vide récemment mis au point par le Professeur J. Groszkowski, Président de l'Académie des Sciences de Pologne.

Ce manomètre, qui a fait l'objet de plusieurs brevets, rend désormais possible la mesure aisée des basses pressions jusqu'à des valeurs atteignant 10^{-13} mm de mercure. Sa mise au point marque un progrès décisif dans la métrologie des très basses pressions.

Cet accord témoigne des possibilités offertes par la coopération scientifique et technique franco-polonaise, en particulier dans des domaines de pointe.

ACCORD DE RECHERCHES CGE-SIEMENS

Par suite d'un accord récent, les laboratoires de recherches de la CGE et de SIEMENS vont désormais collaborer dans deux domaines appelés prochainement à un grand avenir : les cellules ou piles à combustibles et les supraconducteurs.

DIVERGENCE DE CÉLESTIN 1 A MARCOULE

En collaboration avec la Société ALSTHOM, ALCATEL (Société Alsacienne de Constructions Atomiques, de Télécommunications et d'Electronique) a réalisé l'Installation électrique générale du réacteur CÉLESTIN 1 qui a divergé le 14 mai 1967 au Centre Nucléaire de Marcoule.

L'Architecte Industriel, GAAA (Groupement Atomique Alsacienne Atlantique) ayant défini les principes généraux de fonctionnement du contrôle commande du réacteur, ALCATEL fut chargé de l'étude et de la réalisation des différents ensembles suivants :

— Barres de Contrôle et les asservissements,
— Mesures de puissance neutronique,
— Mesures du bloc pile,
— Détection de rupture de gaine,
— Salle de contrôle principale et salle de radioprotection.

Rappelons qu'ALCATEL avait déjà réalisé le contrôle commande des réacteurs ESSOR et RAPSODIE qui ont divergé dans les premiers mois de 1967.

CARNET DES SOCIÉTÉS

CRÉATION DE RTC-LA RADIOTECHNIQUE-COMPÉLEC

LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ, d'une part, LA COMPAGNIE FRANÇAISE PHILIPS et LA RADIOTECHNIQUE, d'autre part, ont décidé de regrouper leurs activités dans un vaste secteur des composants électroniques : semiconducteurs, circuits intégrés, condensateurs, résistances, microélectronique en général.

Se trouveront ainsi réunies au sein d'une société commune, RTC-LA RADIOTECHNIQUE COMPÉLEC :

1°) Les activités du Groupe C.G.E. actuellement exercées par la Compagnie Générale des Composants Electroniques (COMPELEC),

2°) Les activités composants électroniques de la Compagnie Française PHILIPS et de LA RADIOTECHNIQUE actuellement exercées par « LA RADIOTECHNIQUE COPRIM ».

3°) Les activités des deux Groupes actuellement exercées par la Compagnie Générale des Condensateurs (COGECO) société dont la C.G.E. possède 60 % du capital, le solde étant détenu par la Compagnie Française PHILIPS et RADIOTECHNIQUE.

Au moment où les Pouvoirs Publics insistent sur le regroupement nécessaire de l'industrie française des composants électroniques, l'ensemble constitué par « RTC-La Radiotechnique Compelec » avec ses 8 centres industriels, ses 7 000 personnes et un chiffre d'affaires d'environ 500 millions de francs, constituera en France une des plus importantes entreprises européennes dans ce domaine.

Cette Société qui disposera des importants laboratoires de ses divers centres industriels, bénéficiera de l'appui scientifique et technique du Centre de Recherches de la C.G.E. de Marcoussis, des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée (L.E.P.) et des Laboratoires de Philips en Hollande.

La concertation au niveau des études menées dans cet ensemble de Laboratoires de recherches permettra une harmonisation et une coordination qui représenteront un atout majeur pour la technique française et la technique européenne dans un secteur où la concurrence internationale est particulièrement vive.

LE CENTRE INDUSTRIEL DE LA SOCIÉTÉ « HYPERELEC » A BRIVE-LA-GAILLARDE

La Société Hyperelec a été créée le 1er janvier 1963. Elle dispose à Brive-la-Gaillarde d'un centre de production construit l'année précédente sur un terrain de six hectares et demi et auquel est associé un Laboratoire d'Etudes et de Mesures Photoélectriques (L.E.M.P.) qui entretient des relations très étroites avec les Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée (L.E.P.) de Limeil-Brevannes.

Le Centre industriel de Brive, dont les effectifs sont de l'ordre de 750 personnes, est spécialisé dans l'étude et la fabrication de deux grandes familles de produits destinés, soit aux Administrations de l'Etat (Défense Nationale, Energie Atomique, Télécommunications, O.R.T.F.), soit à l'industrie privée :

— les *antennes professionnelles*,

— les *tubes électroniques professionnels* (tubes émetteurs conventionnels, tubes pour hyperfréquences, tubes pour

usages industriels, tubes à rayons cathodiques pour appareils de mesure, photomultiplicateurs).

L'activité de ce centre dans le domaine des tubes photomultiplicateurs est unique en Europe Occidentale. En particulier, le quart des photomultiplicateurs produits à Brive est exporté vers les Etats-Unis pour les besoins de l'industrie atomique et de l'industrie spatiale. Rappelons que c'est un photomultiplicateur fabriqué à Brive qui a permis de réaliser l'expérience de localisation d'un satellite à l'aide d'un rayon laser, expérience qui a eu lieu le 24 janvier 1965 à Saint-Michel-de-Provence.

Le centre industriel de Brive collabore étroitement avec différents établissements d'enseignement : il prend une part active à la marche de l'Ecole de Maîtrise de la Corrèze et du Centre Associé du Conservatoire National des Arts et Métiers : un certain nombre de ses ingénieurs professent au Lycée Technique de Brive et, dans l'enseignement supérieur, à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Toulouse.

RENSEIGNEMENTS COMPLÉMENTAIRES SUR LA FUSION LCC-CICE

Dans le monde, L.C.C.-Steafix à une position clef en matière de condensateurs céramique, puisque, outre des licences cédées aux U.S.A., en Inde, en Australie, en Allemagne, en Espagne, en Grande-Bretagne et en Italie, entre autres, un tiers de la fabrication est exporté vers les cinq continents. Le département Céramiques de C.I.C.E. ajoute à cette spécialité, des traversées étanches métallisées et des pièces de précision en alumine, mais surtout, complète la technologie Céramique par une grande maîtrise du verre fritté O: les « embases » C.I.C.E. équipent nombre de productions européennes de semiconducteurs et de relais.

C.I.C.E. est aussi le premier fabricant de thermistances : son domaine s'étend des téléviseurs et récepteurs à transistors à la thermométrie d'automobiles, à la régulation de fours, et bientôt aux applications spatiales. Les thermistances viennent s'ajouter aux composants passifs, aux côtés des résistances Eurista, commercialisées par L.C.C.-Steafix et des condensateurs que produisent les usines de Dijon et de Seurre : condensateurs au tantale et à diélectrique mica ou film plastique.

Une mention particulière doit être faite à la microélectronique, où la position prise par L.C.C.-Steafix dans le secteur des circuits hybrides, se confirme comme une excellente base de départ. Les réalisations présentées au Salon des Composants Electroniques n'ont rien à envier aux productions d'Outre-Atlantique, aussi bien par les techniques de base que par la qualité des composants rapportés : rien ne peut remplacer le savoir-faire du spécialiste en Composants et un simple examen à la loupe montre que les éléments adaptés, soudés par L.C.C.-Steafix sur ses circuits sont le fruit d'une collaboration étroite et permanente entre deux équipes, celle qui crée les éléments et celle qui les utilise. Le renforcement de la collaboration avec l'équipe de C.I.C.E. qui produit les substrats et les boîtiers de semiconducteurs « Ceratab » achèvera la symbiose totale, le rôle du substrat étant essentiel dans un circuit plan.

TRANSITRON ÉLECTRONIC

Transitron Électronic a fêté la sortie des premiers composants semiconducteurs fabriqués dans son usine de Normandie : ces dispositifs avaient subi avec succès tous les tests de fiabilité les plus sévères.

Lors du cocktail qui a été offert à cette occasion, les perspectives d'avenir de la Société ont été envisagées, en particulier l'implantation d'une chaîne complète de fabrication de circuits intégrés T.T.L.

L'Usine de Saint-Marcel, près de Vernon, ouverte en janvier 67, poursuit son programme d'implantation, son effectif dépassera bientôt la centaine.

CONCOURS D'ADMISSION A L'ISEN ET A L'ISEP

Le concours d'entrée en première année (2e cycle), commun aux établissements ci-dessus, ouvert aux jeunes gens et jeunes filles ayant suivi deux années d'enseignement supérieur, soit en Faculté, soit dans le cadre des classes de Mathématiques Supérieures et de Mathématiques Spéciales (A et B) aura lieu les 6, 7 et 8 septembre 1967 dans les centres de Lille et de Paris.

Renseignements et inscriptions :

— Secrétariat de l'ISEN, 3, rue François-Baës, 59-Lille. Tél. 57.23.77 et 57.65.88.

— Secrétariat de l'ISEP, 21, rue d'Assas, 75-Paris 6e. Tél. 548.24.87.

Nouveauté à paraître incessamment :

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etudes des Télécommunications

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface
de

J. ELDIN

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16 × 24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix spécial de souscription valable avant parution 60 F.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI[e], CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) *des analyses mathématiques,*

b) *des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.*

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

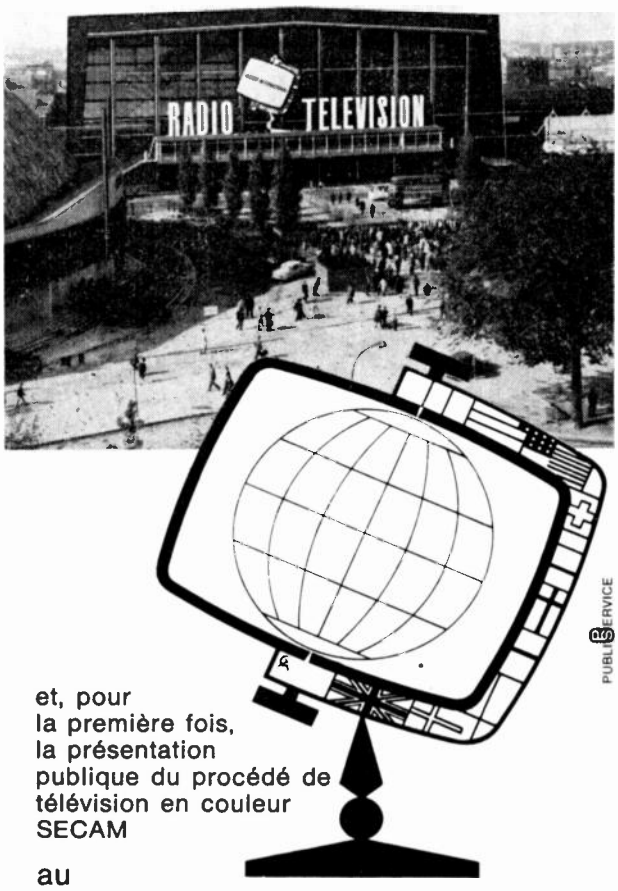
C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6[e]

WRH

toutes les grandes marques
françaises et étrangères



PUBLIS SERVICE

et, pour
la première fois,
la présentation
publique du procédé de
télévision en couleur
SECAM

au

SALON INTERNATIONAL RADIO TÉLÉVISION ÉLECTROACOUSTIQUE

du 1er au 10 septembre 1967
Paris (Porte de Versailles)

Un nombre record de visiteurs
y est attendu...

S.D.S.A. RELATIONS EXTÉRIEURES
16, RUE DE PRESLES
75 PARIS 15e - TEL. 273.24.70

Première revue française
consacrée aux sciences et
aux techniques de l'espace

LA REVUE FRANÇAISE D'ASTRONAUTIQUE

•

Organe de la Société Française d'Astronautique
Fondateur : **Général BERGERON**

•

PARUTION BIMESTRIELLE
—— Le numéro **6 F** ——

•

Abonnements six numéros : FRANCE **32 F**
ÉTRANGER : **36 F**

•

ÉDITIONS CHIRON
40, rue de Seine, **PARIS-6e**
Téléphone DAN. 47.56 • C.C.P. Paris 53.35

LIBRARY BOULDER LABORATORIES
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
NOV 13 1967

47e ANNÉE - No 487
OCTOBRE 1967
PRIX : 6 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

Laser déclenché à verre dopé au néodyme, type VK 640, étudié et réalisé par la Compagnie Générale d'Electricité.

Compte rendu de la
XVe ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DE L'UNION RADIOSCIENTIFIQUE INTERNATIONALE

PERFECTION DE LA TECHNIQUE
●
ESTHÉTIQUE FONCTIONNELLE
●
GRANDE SOUPLESSE D'UTILISATION PAR SIGNALISATION COULEUR AUTOMATIQUE

nouveau générateur hyperfréquence wobulé

TYPE GH 300

à tiroirs interchangeables

0,5 GHz à 40 GHz

domenach

Ets GEFFROY & Cie
DOCTEUR - INGÉNIEUR - CONSTRUCTEUR
S. A. CAP. 7.160.000 F.

FERISOL

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER — 78 TRAPPES — TÉL. 923.08.00
TÉLEX : 25.705 — CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

DÉLÉGATION RÉGIONALE : 281, Rte D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - TÉL. 42.11.88

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 60 F. — Étranger 72 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

La Compagnie Générale d'Electricité a eu son laser à solide de 50 milliards de W, sélectionné parmi les 100 meilleurs produits industriels de l'année, récompense décernée par l'Editorial Advisory Board de la revue " Industrial Research ". Le VK 640, étudié en collaboration avec le C.E.A. et avec le soutien de la D.R.M.E., est commercialisé par la Compagnie Industrielle des Lasers.

Centre de Recherches de la C.G.E.
Route de Nozay, 91-Marcoussis
Tél. 920.82.50

47e année — **Octobre 1967** — 6 F

N° **487**

SOMMAIRE

XVe Assemblée Générale de l'Union Radioscientifique Internationale

Introduction. M. PONTE 1171

La XVe Assemblée générale de l'URSI. A. ANGOT 1173

Commission I. Mesures et étalons radioélectriques. R. WERTHEIMER 1177

Commission II. Radioélectricité et troposphère. P. MISME, A. ROBERT 1182

Commission III. Ionosphère. F. DU CASTEL 1185

Commission IV. Magnétosphère. Perturbations radioélectriques d'origine terrestre. J. DELLOUE et M. GARNIER 1192

Commission V. Radioastronomie. 1197

Commission VI. Ondes et circuits. E. ROUBINE, M. BOUIX, R. GENDRIN, J. LOCHARD et M. THUÉ 1199

Commission VII. Radioélectronique. M.Y. BERNARD 1211

Comité S.R.R. Recherches radioélectriques spatiales. M. THUÉ 1219

Comité CIG. Coopération internationale en Géophysique. Mlle G. PILLET 1223

Correspondance 1227

Vie de la Société : Médaille André Blondel 1229

Informations : Documentation technique et communiqués 1232

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
† M.P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
† J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences, Prix Nobel de Physique (1956).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

1922 † Le Duc Maurice de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T.
1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928 † Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930 † Ed. BELIN, Ingénieur.
1931 † C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934 † Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
1938 † P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945 † L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947 † R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951 Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion-Télévision Française.
1952 J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef de la Marine.
1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers
1956 † R. RIGAL, Ingénieur des Télécommunications.
1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.
1959 P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1960 L'Ingénieur Général A. ANGOT.
1961 Le Général de C.A. J. GUERIN.
1962 B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
1963 G. LEHMANN, Directeur Scientifique de la C.G.E.
1964 L. BRAMEL de CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.
1965 P. GRIVET, Professeur d'Electronique à la Faculté des Sciences de Paris.
1966 G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

MEMBRES D'HONNEUR

† Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix Nobel de Physique.
† André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
† M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabrications Radioélectriques Marocaines.
M. Léon BRILLOUIN, Professeur honoraire au Collège de France, Membre de la National Academy of Sciences (USA).
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut. Directeur Général du Centre National de la Recherche Scientifique.
† M. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Services de Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Etudes de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
M. Dennis GABOR, Imperial College of Science and Technology.
M. Janusz GROSZKOWSKI, Membre de l'Académie Polonaise des Sciences.
M. Pierre JACQUINOT, Directeur Général du C.N.R.S.
† Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'Ecole Supérieure d'Electricité.
† Frédéric JOLIOT-CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
M. Alfred KASTLER, Membre de l'Institut, Professeur à la Faculté des Sciences, Laboratoire de Physique, Ecole Normale Supérieure, Prix Nobel de Physique 1966.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
† M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydraulique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Radio Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.
M. Vladimir K. ZWORYKIN, Vice-Président d'Honneur de R.C.A.

COMMISSAIRES AUX COMPTES

Commissaires aux Comptes

MM. J. BLOUET, Chef de Service au L.C.I.E.
S. LACHARNAY, Ingénieur en Chef à l'O.R.T.F.
R. WAHL, Directeur à la Société Intertechnique.

DES RADIOÉLECTRICIENS

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. J. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

MEMBRES DU CONSEIL

MM.

P. AIGRAIN, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.
E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
R. BUFFARD, Chef de Division à l'O.R.T.F.
M. CAMBORNAC, Directeur à la C.G.E.I. Lepaute.
R. DAVID, Ingénieur en Chef-Conseil à la Société Le Matériel Électrique S.W.
Cl. DUCOT, Directeur Général des LEP
Ch. DUFOUR, Directeur au Centre de Recherches de la C.G.E.
J.-P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

M. BOUIX, Professeur à la Faculté des Sciences de Rouen.
P. CHIQUET, Directeur de la Division Equipements au Sol du C.N.E.S.
J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications, Ingénieur à la C.F.T.H.
J. CSECH, Directeur du Groupement Automatisme de la CITEC.
B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
M. DOIREAU, Chef du Département d'Electronique Générale au C.E.N. - Saclay.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.F.R.S.

M. BERNARD, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
J.-P. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny.
D. COULMY, Ingénieur en Chef des Télécommunications d'Armement.
J. DELVAUX, Ingénieur en chef à la C.F.T.H.-H.B.
G. HANSEN, Directeur du Centre Technique UER - Bruxelles.
B. KARAFAKIOGLU, Professeur Université Technique d'Istambul.
J. LE MEZEC, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T
J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
A. SORBA, Attaché de Direction à l'E.S.E.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes.
M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

Informations de dernière heure

Ce numéro était entièrement composé lorsque nous sont parvenues les informations ci-après :

COLLOQUE « CIRCUITS INTÉGRÉS » NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION

Paris, 13 octobre 1967

Afin de présenter ses réalisations actuelles et ses projets ayant trait aux circuits intégrés logiques et analogiques, NSC organise un colloque le vendredi 13 octobre 1967 au Centre Parisien de Congrès Internationaux, 120, avenue Emile-Zola, Paris-15e, à partir de 9 h 30.

Cette conférence aura lieu en anglais avec traduction simultanée en français.

Au programme :

Matin :

Circuits hybrides, par E.F. KVAMME, Product Manager, Digital and MOS Integrated Circuits.

Régulateurs de tension, par R.J. WIDLAR, Manager of Design and Development, Linear Integrated Circuits.

Après-midi :

Amplificateurs opérationnels, par R.J. WIDLAR.

Circuits intégrés digitaux, par E.F. KVAMME.

Circuits intégrés MOS, par E.F. KVAMME.

Discussion.

ELECTRONIQUE U.S.A. 1968

Francfort-sur-le-Main, 30 oct. - 3 nov. 1967

Du 30 octobre au 3 novembre 1967, le Centre des Relations Commerciales des Etats-Unis d'Amérique à Francfort-sur-le-Main, R.F.A., Bockenheimer Landstrasse 2-4 (Zürichhaus), organisera une exposition de composants électroniques, de machines de production et d'instruments de mesure. A cette exposition un certain nombre de firmes américaines présenteront des produits récemment développés dans les branches suivantes :

— Composants électroniques pour la mesure : relais, filtres actifs, amplificateurs opérationnels.

— Appareils pour la production des composants, surtout pour les semiconducteurs et les circuits imprimés complexes.

Génération, conditionnement et mesure des signaux, instruments à indication numérique, enregistreurs numériques, X-Y, à bande et à tambour magnétique.

— Calculateurs numériques, analogiques et hybrides, télémesure et télécommande.

Systèmes hyperfréquence, enregistreurs vidéo, systèmes de sécurité pour ambiances spéciales.

COLLOQUE FRANCO-SOVIÉTIQUE SUR L'AUTOMATISATION

Paris, 21 et 22 novembre 1967

Sur le sujet « *Problèmes actuels de l'Automation appliqués aux industries mécaniques* » aura lieu les 21 et 22 novembre dans la Salle des Conférences, 6, rue Albert-de-Lapparent, à Paris-7e, un Colloque qui aura à son programme :

— Tendances du développement de l'automatisation en U.R.S.S.
— Organisation du travail de recherche scientifique.
— Formation et reconversion des cadres dans les industries automatisées.
— Systèmes de commande automatique.
— Commande numérique de machines-outils.
— Automatisation des chaînes d'usinage.
— Problèmes concernant l'hydraulisme et le pneumatisme.
— Méthodes actuelles de production en chaîne des machines-outils en U.R.S.S.

Parmi les conférenciers soviétiques, M. A.N. LEONTIEV, Académicien ; le Professeur A.V. NETUSHIL, de l'Institut Energétique de Moscou ; les Professeurs S.N. ROJDESTVENSKI et V.V. CHOULGUINE, de l'Institut Bauman, ainsi que des Directeurs d'usines et des membres de l'Académie des Sciences de Sibérie. Parmi les conférenciers français : M. BÉZIER, de la Régie Renault ; le Professeur PRUDHOMME, du Conservatoire des Arts et Métiers ; M. LOMBARD, de la C.E.R.M.O. ; M. DESTANNE DE BERNIS, de l'Institut d'Etudes Sociales de Grenoble, etc.

La traduction simultanée sera mise à la disposition des auditeurs qui, en outre, recevront à la fin de chaque journée du colloque les textes tirés en français.

Pour tous renseignements et inscriptions, s'adresser à :

ASSOCIATION FRANCE-U.R.S.S. (Commission Sciences et Techniques), 8, rue de la Vrillère, Paris-1er. Tél. : 488.32.20.

« Progress in Radio Science 1963-1966 »

Nous informons ceux de nos lecteurs qui sont intéressés par l'ensemble des conférences prononcées au cours de l'Assemblée Générale de l'URSI qui s'est tenue à Munich en septembre 1966 et dont le compte rendu par commission fait l'objet du présent numéro de l'Onde Électrique qu'ils peuvent se procurer les actes complets de ces sessions scientifiques :

Progress in Radio Science 1963-1966

au prix de $ 15,00, port en sus, en s'adressant à l'International Scientific Radio Union c/o Space Science Laboratory, University of California, Berkeley, California 94720 - U.S.A.

L'UNION RADIOSCIENTIFIQUE INTERNATIONALE

PAR

M. PONTE

Membre de l'Institut, Président du Comité national français de Radioélectricité scientifique

Fidèle à la tradition, l'ONDE ELECTRIQUE *ouvre ses colonnes au CNFRS, qui y présente la récente Assemblée générale de l'URSI.*

L'Union radioscientifique internationale a été officiellement créée en 1919, en même temps que l'Union astronomique internationale, l'Union géodésique et géophysique internationale et l'Union internationale de chimie pure et appliquée ; cependant, on peut considérer que sa naissance remonte à l'année 1913, lorsque le général Ferrié créa la « Commission internationale de télégraphie sans fil scientifique ».

L'URSI est donc riche de traditions qui remontent à plus d'un demi-siècle, mais elle doit cependant s'adapter en permanence au rythme rapide du progrès scientifique et technique : c'est en son sein qu'on étudie, par exemple, l'application des masers et des lasers en radioélectricité, aussi bien que l'utilisation de la radioélectricité pour assurer des liaisons avec les satellites et sondes spatiales lointaines, ou pour étudier les astres les plus éloignés de notre Univers. Cette constante adaptation lui pose d'ailleurs des problèmes d'organisation, comme elle en pose aux autres Unions scientifiques ; les relations entre les Unions doivent évoluer, ainsi que les relations des Unions anciennes avec des organismes spécialisés créés plus récemment comme le Comité des Recherches spatiales (COSPAR) ou

la Commission inter-Unions pour la physique solaire-terrestre. Nous savons que le nouveau président de l'URSI le Professeur SILVER, *s'est attaqué avec courage et dynamisme à la tâche d'une mise au point du rôle de chacun, et nous lui souhaitons le plus complet succès, afin que l'URSI, tout en conservant ce qu'il y a de meilleur dans ses traditions, soit un organisme vivant, actif, moderne, assurant effectivement la promotion et la coordination des recherches radioélectriques dans le monde entier.*

Parmi les traditions de l'URSI et des Unions Scientifiques, une des plus efficaces, qui repose sur une longue expérience, concerne l'organisation des colloques et assemblées scientifiques : pour chacune de ces réunions sont retenus un certain nombre de sujets, choisis pour leur intérêt scientifique et leur actualité, que peuvent être traités en une ou deux séances d'une demi-journée. Chacune est organisée par une personnalité scientifique compétente, ou par un petit groupe. Elle comprend d'abord un exposé de synthèse, que les anglo-saxons appellent un « review paper », couvrant l'ensemble du domaine choisi et citant les travaux les plus récents dans ce domaine. Puis sont exposées quelques contributions, destinées à développer plus particulièrement certains des points traités dans l'exposé de synthèse, présentés par des conférenciers invités par les organisateurs. Enfin, une discussion générale a lieu, au cours de laquelle peuvent être présentées quelques courtes contributions spontanées, relatives à des travaux récents, à conditions que ces travaux se rapportent bien au domaine traité, ce dont s'assurent préalablement les organisateurs. Ce schéma permet d'obtenir des séances présentant un intérêt scientifique certain, et les organisateurs des colloques devraient s'en inspirer, afin d'éviter des séances où voisinent des contributions d'intérêt inégal sur des sujets trop différents, ce qui entraîne une certaine confusion chez les participants.

Je n'ai malheureusement pas pu assister à la XV^e Assemblée générale de l'URSI, et je laisserai au Général ANGOT, *qui avait bien voulu accepter de m'y remplacer, le soin d'en parler. J'ai cependant appris que la participation française y avait été fort honorable et je tiens à remercier tous ceux à qui l'on doit ce succès : chercheurs et ingénieurs dont les brillants travaux ont trouvé leur place sur la scène internationale, organismes, publics ou privés qui, en soutenant notre comité, nous ont permis d'envoyer à Munich une délégation d'une soixantaine de personnes, permettant ainsi la mise en valeur des travaux français.*

LA XV[e] ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DE L'UNION RADIOSCIENTIFIQUE INTERNATIONALE

PAR

A. ANGOT

Ancien Président du CNFRS,
Chef de la Délégation française
à la XV[e] Assemblée générale de l'URSI

La XV[e] Assemblée générale de l'URSI s'est tenue du 5 au 15 septembre 1966. A l'invitation du Comité national allemand, elle s'est réunie à Munich, dans les locaux de la « Technische Hochschule » ; toutefois afin qu'elles se déroulent avec plus de solennité, la séance inaugurale s'est tenue dans la salle de concert de la Résidence et la séance de clôture à la salle de conférences du « Deutsches Museum ». L'invitation du comité allemand avait été acceptée à la précédente Assemblée générale à Tokyo, mais il avait fallu écarter une invitation du comité national yougoslave : à titre de compensation, un important colloque inter-Unions, organisé par l'URSI, s'est réuni à Belgrade du 29 août au 2 septembre ; ce colloque, auquel ont participé également l'Union astronomique internationale (U.A.I.) l'Union géodésique et géophysique internationale (U.G.G.I.) et le Comité des recherches spatiales (COSPAR), était consacré aux phénomènes Soleil-Terre, et il en sera rendu compte plus loin (Comité URSI-CIG).

Je traiterai principalement des questions générales concernant l'ensemble de l'URSI, et des questions à caractère administratif, le détail des séances scientifiques étant exposé ci-après pour les responsables des différentes commissions. Une première réunion du Bureau de l'URSI avait eu lieu à Belgrade le 31 août 1966 pendant le Colloque inter-Unions, mais elle avait été de pure forme. Il en fut malheureusement de même de la première réunion du Comité exécutif composé du Bureau et des délégués officiels des comités nationaux, et auquel je représentais la France : au cours de cette première réunion, tenue dès le 3 septembre, on s'est borné à dresser une longue liste de problèmes à étudier, sans tenter d'en résoudre aucun ; c'est au cours des séances ultérieures de ce comité, et aussi des nombreuses réunions de groupes restreints spécialisés, tenues le plus souvent en dehors des heures consacrées aux groupes scientifiques c'est-à-dire suivant un horaire très incommode, que furent élaborées les décisions que je vais essayer de résumer. Certaines d'entre elles n'ont d'ailleurs été confirmées que lors de la réunion du Bureau qui s'est tenue à Bruxelles après l'Assemblée, en février 1967.

Je commencerai par les modifications apportées au statut des Commissions qui se partagent le travail scientifique. Le mandat des présidents de commission, qui avait été antérieurement limité à 6 ans, a été ramené à 3 ans, c'est-à-dire qu'un nouveau président doit être désigné à chaque Assemblée générale ; toutefois, pour assurer la continuité nécessaire, un vice-président est désigné en même temps que le président, il doit normalement lui succéder trois ans plus tard ou en cas de force majeure. Cependant cette mesure ne sera pleinement appliquée qu'en 1969, et à Munich les présidents sortants pouvaient être réélus. On trouvera en annexe la liste des présidents, vice-présidents et secrétaires des commissions. Je résumerai ci-après les principaux faits de la vie de ces commissions lors de l'Assemblée de Munich.

La Commission I, dont le mandat est inchangé, et qui continuera à être présidée par L. ESSEN (Royaume-Uni) a deux sujets d'intérêt principaux : les étalons de fréquence (classiques ou atomiques) et les méthodes de mesure des différentes grandeurs radioélectriques, ces deux sujets ayant un point commun : la mesure précise des fréquences, et la comparaison des étalons de fréquence.

La Commission II, où J. SAXTON (Royaume Uni) a remplacé J. VOGE à la présidence, a substitué à son ancien mandat « Radioélectricité et troposphère » celui-ci, plus général de « Radio-électricité et milieux

non ionisés ». Cette modification qui avait déjà été envisagée à Tokyo en 1963, traduit l'évolution des préoccupations des chercheurs de cette commission : si deux séances ont encore été consacrées uniquement à la propagation dans la troposphère terrestre, d'autres l'ont été à l'étude générale des phénomènes de propagation dans les milieux non ionisés, une à la propagation sous la surface de la Terre, et une à l'observation des surfaces et atmosphères planétaires.

La Commission III, maintenant présidée par C.O. HINES (Canada), a conservé son mandat qui est intitulé simplement « ionosphère », ce qui, pour l'URSI, doit comprendre l'étude de la propagation des ondes dans l'ionosphère et l'étude de l'ionosphère au moyen d'ondes radioélectriques : on va même un peu au-delà, utilisant pour l'étude de l'ionosphère les mesures physiques directes par fusées et satellites, en liaison alors avec le COSPAR.

La Commission IV, a poursuivi son évolution : rappelons qu'avant 1963 elle traitait des « bruits radioélectriques d'origine terrestre »; cependant, parmi ces bruits, les sifflements avaient pris la place d'honneur, et la propagation de ce type de bruit produit par les décharges orageuses était le principal moyen d'étude de cette région de l'espace, située au-dessus de la partie principale de l'ionosphère, principalement influencée par le champ magnétique terrestre, d'où son nom de « magnétosphère ». L'étude de la magnétosphère prenant plus d'importance, le comité français avait proposé en 1963 qu'on crée une nouvelle commission à cet effet ; le comité exécutif avait alors préféré confier l'étude radioélectrique de la magnétosphère à la commission IV, tout en lui demandant de poursuivre l'étude des bruits, ce qui avait été mis en relief par la création d'une sous-commission IV*a*, dont le mandat correspondait à l'ancien mandat de la commission IV. La sous-commission ayant eu une vie presque indépendante de celle de la commission-mère, le comité exécutif a reconnu les faits à Munich en décidant la transformation de cette sous-commission en une nouvelle **Commission VIII.** F. HORNER (Royaume-Uni) a été désigné président de cette commission et notre collègue R. RIVAULT vice-président, tandis que H.G. BOOKER (Etats-Unis) était réélu président de la commission IV.

A la Commission V, dont le mandat est suffisamment défini par le seul mot « radioastronomie », le président W.N. CHRISTIANSEN, quoique rééligible, a demandé à être relevé de ses fonctions, et c'est notre collègue E.J. BLUM qui le remplacera. Cette commission entretient des relations particulières avec l'UAI et ne souhaite pas faire à proprement parler de l'astronomie mais étudier l'application des techniques radioélectriques à l'astronomie, et les résultats qu'elles permettent d'obtenir.

Le mandat de **la Commission VI,** encore présidée par F. STUMPERS (Pays Bas), lequel s'énonce « Ondes et circuits » résume d'une façon un peu trop condensée les domaines d'activité de cette commission qui traite les problèmes théoriques de la radioélectricité. Aussi le comité exécutif a-t-il jugé bon de préciser ce mandat par l'énoncé des trois principaux domaines qu'il recouvre :

— théorie de l'information,
— théorie des circuits (ou des réseaux)
— théorie des ondes électromagnétiques.

La même précision a été apportée au mandat de la **Commission VII** « radioélectronique » dont le titre n'est pas assez délimité, ce qui permet, en outre, de mieux définir les domaines des deux commissions : ceux de la commission VII sont donc :

— systèmes électroniques
— physique des électrons et des plasmas,
— électronique quantique.

Notre collègue P. GRIVET, réélu, continuera à présider la commission VII jusqu'en 1969.

Les commisions de l'URSI ont organisé à Munich un certain nombre de réunions communes, où ont été confrontés les points de vue des chercheurs de disciplines différentes. Citons par exemple : les séances communes des commissions III et IV, dont les domaines sont très voisins ; deux séances consacrées à la propagation dans les milieux ionisés, avec les théoriciens de la commission VI et les géophysiciens des commissions III et IV ; une séance analogue consacrée à la propagation dans les milieux non ionisés (commissions II et VI) qui ne fut pas mixte, par suite de l'absence des chercheurs de la commission II (ils avaient une autre réunion au même moment) ; une séance organisée par les commissions II et V sur l'observation des planètes par radioastronomie et radar-astronomie.

Il est souhaitable que ces séances mixtes, qui manifestent la cohésion des différentes commissions de l'URSI, soient suffisamment nombreuses, et qu'elles soient organisées avec soin par un petit groupe comportant des représentants de chacune des commissions concernées.

En ce qui touche les comités spécialisés, le comité pour les recherches spatiales radioélectriques (**Comité SRR**) a été dissous, le comité exécutif estimant que les commissions intéressées peuvent maintenant collaborer directement avec le COSPAR et ses groupes de travail ; la représentation de l'URSI aux réunions du COSPAR sera assurée par un membre du bureau, et par les présidents des commissions II, III et IV.

Le comité pour la coopération internationale en géophysique (**Comité URSI-SIG**), lui, s'est transformé, en liaison avec les modifications intervenues au sein du Conseil international des unions scientifiques : deux commissions inter Unions ont été supprimées en 1966, celle sur l'ionosphère (IUCI) et celle sur les relations Soleil-Terre (IUCSTR) ; il semble que le Comité international de géophysique (CIG) ait subi le même sort, tous ces organismes ayant été remplacés par une unique **Commission inter-Unions sur la physique solaire-terrestre** (IUCSTP) présidée par H. FRIEDMAN (Etats Unis), qui aura pour tâche principale de continuer à encourager la coopération internationale en géophysique, après l'effort particulier fait pendant les Années internationales du Soleil calme. Cette réorganisation semble bonne,

car elle clarifie un peu la situation, mais on pourrait craindre que la nouvelle Commission inter-Unions, qui couvre les domaines des Commissions II, III, IV, et V de l'URSI, ne veuille se substituer à l'URSI elle-même : il faudra, pour éviter cela, que l'URSI fasse preuve d'un dynamisme suffisant afin de ne pas se laisser déborder par cette nouvelle Commission, chargée d'organiser des colloques et de promouvoir la coopération internationale. Faisons confiance au nouveau **Comité URSI-STP**, présidé par W.J.G. BEYNON (Royaume Uni), qui se substitue désormais au comité URSI-CIG.

Quant au **Comité de l'URSI pour les travaux du CCIR**, notre collègue B. DECAUX, tout en abandonnant sa présidence, lui a donné une vigueur nouvelle, en faisant désigner à l'URSI un certain nombre de groupes de travail permanents, chacun composé d'un petit nombre de spécialistes et chargé de renseigner le CCIR sur l'état d'avancement des recherches dans le domaine qui l'intéressent, tels que la propagation troposphérique et ionosphérique, les bruits, la théorie de l'information.

Parmi les décisions à caractère administratif, je mentionnerai celle de ne plus publier les comptes rendus sous forme de livres imprimés, mais sous forme de documents reproduits par photocopie à partir des textes remis par les auteurs : ceci est destiné à réduire à la fois le délai et le prix de la publication.

Signalons que les comptes rendus de la XV^e Assemblée générale [1] ont été diffusés dès février 1967 au prix de souscription de 13 dollars (maintenant 15 dollars) pour deux volumes comprenant au total 2 400 pages, les deux objectifs ont donc bien été atteints.

Le comité exécutif a approuvé l'admission de quatre nouveaux pays (Brésil, Hongrie, Mexique et Nigeria) portant de 33 à 37 le nombre des pays adhérant à l'URSI.

Il a enfin désigné le nouveau Bureau de l'URSI pour la période 1966-1969 : S. SILVER (Etats Unis) a été élu président, les vice-présidents sont W.J.G. BEYNON (Royaume Uni), M. BŒLLA (Italie), W. DIEMINGER (Allemagne) et J. GROSZKOWSKI (Pologne). Notre collègue B. DECAUX a été élu président d'honneur, ainsi que J.A. RATCLIFFE et R.L. SMITH-ROSE (Royaume Uni). A l'issue de l'Assemblée générale, le colonel E. HERBAYS a annoncé son intention de quitter ses fonctions de secrétaire général, compte tenu de son âge ; le président SILVER, avec l'accord du Bureau, a pressenti pour le remplacer C. MINNIS (Royaume Uni) qui termine à la fin de 1967 ses fonctions de secrétaire du Comité spécial pour les Années internationales du Soleil calme.

La XV^e Assemblée générale de l'URSI a réuni plus de 700 personnes qui ont pu participer, en plus des séances scientifiques organisées par les commissions, à des visites scientifiques et techniques, soit à Munich même (Technische Hochschule, Bayerischer Rundfunk, Institut für Rundfunktechnik, Siemens et Halske, Rhode et Schwartz, station hertzienne), à Ulm (Telefunken) ou dans les environs de Munich (observatoire solaire de Wendelstein, émetteur de télévision de la Zugspitze, station de télécommunications par satellites de Raisting).

La XVI^e Assemblée générale de l'URSI doit avoir lieu en août 1969 au Canada, en principe à Ottawa ; on a différé à 1972 une invitation du comité polonais afin de respecter la tradition d'alternance entre une Assemblée en Europe et une hors d'Europe. Avant de pouvoir apprécier l'hospitalité canadienne, nous devons exprimer à nos collègues du comité allemand nos félicitations pour leur parfaite organisation de cette XV^e Assemblée générale, ainsi que pour l'ambiance sympathique dans laquelle se sont déroulées toutes les réunions et manifestations, officielles ou connexes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Progress in Radio Science 1963-1966 Proceedings during XV*th* General Assembly of URSI (Munich, 5-15 septembre 1966) URSI, 1967.

Ce volumineux document est cité dans les rapports des différentes commissions et comités.

La page suivante donne la composition du bureau pour 1966-69 et celle du Bureau du CNFRS pour la période 1965-68, ainsi que les noms des Présidents, vice-Présidents et Secrétaires des diverses commissions de ces organismes.

UNION RADIO-SCIENTIFIQUE INTERNATIONALE (U.R.S.I.)		COMITÉ NATIONAL FRANÇAIS DE RADIOÉLECTRICITÉ SCIENTIFIQUE (C.N.F.R.S.)
	Anciens Présidents	
† Gal G. Ferrié (1921-1932). † L.W. Austin (1932). † A.E. Kennelly (1932-1934). † Sir Ed. V. Appleton (1934-1952). † R.P. Lejay (1952-1957). † L.V. Berkner (1957-1960). R.L. Smith-Rose (1960-1963) I. Koga (1963-1966)		† P. Villard (1921). † Gal G. Ferrié (1921-1932). † C. Gutton (1932-1948). † R. Bureau (1949-1950). P. David (1951-1952). G. Lehmann (1953-1956). B. Decaux (1956-1959). A. Angot (1959-1962). E. Vassy (1962-1965).
	Présidents d'Honneur	
B. Decaux J.A. Ratcliffe R.L. Smith-Rose		B. Decaux.
	Président	
(1966-1969) S. Silver		M. Ponte. (1965-1968)
	Vice-Présidents	
W.J.G. Beynon M. Boella W. Dieminger. J. Groszkowski.		P. Besson. A. Blanc-Lapierre. R. Rivault.
	Secrétaire Général	
F. Herbays		M. Thué
	Secrétaire Général Adjoint	
C. Minnis*		M. Petit
	Trésorier	
Ch. Manneback		P. Chavance.

COMMISSIONS

Président (Secrétaires)	Vice-Président	Président	Vice-Président
	I. *Mesures et Etalons radioélectriques*		
L. Essen (R. Wertheimer, J.T. Henderson).	M.E. Zhabotinsky	R. Wertheimer	J. Uebersfeld
	II. *Radioélectricité et troposphère*		
J. Saxton (P. Misme, J. Herbstreit).	W.E. Gordon	P. Misme	G. Broussaud
	III. *Ionosphère*		
C.O. Hines (F. du Castel, R.W. Knecht)	K. Rawer	F. du Castel	A. Lebeau
	IV. *Magnétosphère*		
H.G. Booker (J. Delloue, H.E. Dinger).	J.W. Dungey	J. Delloue	M. Garnier
	V. *Radioastronomie*		
E.J. Blum (J.L. Steinberg, J.W. Findlay).	C.A. Muller	E.J. Blum	J.L. Steinberg
	VI. *Ondes et oscillations*		
F.L. Stumpers	H.M. Barlow (K.M. Siegel, V.I. Siforov)	E. Roubine	E. Mourier M. Bouix
	VII. *Radioélectronique*		
P. Grivet (M.Y. Bernard, W. Veith).	M. Chodorow	M.Y. Bernard	Y. Angel M. Sauzade
	VIII. *Bruits*		
F. Horner* (R. Gendrin*, M.J. Rycroft*)	R. Rivault*	....	...

Comité pour la Physique solaire-terrestre
W.J.G. Beynon

Comité pour les travaux du C.C.I.R.
D.K. Bailey*

Membres du Conseil

P. Abadie	E. Fromy	D. Lepechinsky
J. Benoit	P. Grivet	J. Lochard
J. Bouchard	A. Kastler	J. Vogt
G. Broussaud	M. Laffineur	

* Désignations faites après la XV^e Assemblée générale.
... A désigner.

COMPTES RENDUS DES DIVERSES COMMISSIONS DE LA XV^{e} ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DE L'URSI

Commission I

MESURES ET ÉTALONS RADIOÉLECTRIQUES

PAR R. WERTHEIMER

Président de la Commission I du C.N.F.R.S.

Présidée par le Dr ESSEN (Royaume Uni), la Commission a tenu sept séances scientifiques consacrées aux sujets suivants :

— Emissions de fréquences étalon et de signaux horaires.

— Vitesse des ondes radioélectriques (en commun avec la commission VII).

— Etalons atomiques de temps.

— Comparaisons de méthodes de mesure et d'étalons à l'échelle internationale et connecteurs coaxiaux normalisés pour ces mesures.

— Etalons de mesure pour lasers.

— Mesures et étalons radioélectriques pour fréquences inférieures à 1 GHz.

— Mesures et étalons radioélectriques pour fréquences supérieures à 1 GHz (techniques optiques y comprises).

En outre, la Commission a participé [13] à la séance consacrée aux recherches spatiales radioélectriques, dont il est rendu compte par ailleurs.

M. R.W. BEATTY remplissait le rôle d'éditeur scientifique, alors que M. PATTENSON et l'auteur de ce compte rendu assuraient le secrétariat pour les langues anglaise et française.

1. Emissions de fréquences étalon et de signaux horaires

Cette séance peut être divisée en trois parties : la première est consacrée à des exposés de caractères généraux faisant le point de la question, la seconde, à de courtes communications et la troisième, à la discussion.

La première partie comprend les communications du Dr RICHARDSON et du Pr EGIDI. Les textes de ces communications étant édités, nous n'en retiendrons ici que quelques conclusions.

Pour le Dr RICHARDSON [1] les exploitants actuels ne demandent pas une synchronisation des horloges à mieux que 100 µs et, pour les mesures de fréquences étalon, on peut fixer à 10^{-11} la précision requise. Bien que les systèmes en usage courant pour la transmission des signaux horaires à grande distance ne permettent qu'une synchronisation à la milliseconde, l'utilisation des satellites, le déplacement d'horloges atomiques permettent une synchronisation à la microseconde. La synchronisation à la microseconde pour des stations distantes d'environ 1 500 km est aussi une opération courante grâce au système de radionavigation LORAN-C.

Les comparaisons de fréquences par ondes myriamétriques permettent une précision de quelques 10^{-11} pour une période de 24 heures et il semble que la limite pratique soit au voisinage de 10^{-12} pour une période de 30 jours. Compte tenu des effets relativistes (Effet Doppler du second ordre de 1.10^{-12} pour un véhicule lancé à 1 000 km/h et effet du champ de gravité de 1.10^{-13}), il semble souhaitable d'atteindre une stabilité et une précision de définition de la fréquence de 10^{-14}.

La communication du Pr EGIDI [2] est consacrée aux rapports entre les émissions de fréquences étalon et de signaux horaires, d'une part, et le temps atomique coordonné et le temps universel coordonné (TUC), d'autre part. Elle est difficilement résumable puisqu'elle pose un problème dont la réponse dépend des utilisations. Dans la pratique, cette dif-

ficulté se traduit par un manque d'homogénéité dans les émissions de fréquences-étalons et de signaux horaires.

Dans la seconde partie, la Commission entend successivement le Dr MORGAN sur l'emploi d'une station mobile de contrôle de phase pour la détermination de l'influence de la distance et des conditions de propagation des ondes myriamétriques ; le Dr MARKOWITZ, sur le nouveau service de l'heure de l'Observatoire Naval de Washington ; le Dr BONANOMI, sur le réseau européen de transmission de fréquences étalon et de signaux horaires.

Ces courtes communications sont complétées par les interventions de quelques délégués qui signalent les mesures faites dans leurs pays, renseignements que l'on retrouvera dans les rapports nationaux.

Nous noterons l'intervention du Dr KROITSCH qui signale l'emploi des faisceaux hertziens de télévision pour une synchronisation des horloges à la microseconde près.

En informant la commission sur les tendances qui se sont manifestées à la dernière réunion du C.C.I.R., M. DECAUX ouvre la troisième partie de la séance.

Dans la transmission des fréquences étalon et des signaux horaires, trois voies sont actuellement ouvertes : les signaux horaires peuvent être verrouillés sur la fréquence porteuse qui peut être liée au temps atomique ou au temps universel, ou bien, dans une solution intermédiaire, la porteuse est reliée au temps atomique et les signaux horaires au temps universel. Bien que le Dr MARKOWITZ pense qu'il faille agir avec beaucoup de souplesse dans un domaine qui nécessite encore beaucoup d'expériences, la commission, dans sa majorité, pense que les signaux horaires doivent être liés à la porteuse qui ne peut être définie qu'à partir de l'unité de temps (atomique).

Pour éviter un trop grand écart entre le temps atomique ainsi défini et le TUC, on pourrait effectuer des glissements par sauts normalisés se produisant à des instants convenus et dont l'amplitude serait inférieure à la précision demandée par les utilisateurs du TUC.

Selon le Dr GUINOT, la précision et la rapidité actuelles de détermination de TUC ne permettent pas d'envisager des sauts inférieurs à 0,1 ms que certains observatoires laissent même échapper.

La discussion ayant été arrêtée à 12 h 30, le Dr ESSEN a proposé à la commission qui a accepté, de la reprendre après la séance sur la vitesse des ondes radioélectriques. Cette séance supplémentaire est d'abord consacrée au problème technique de la transmission d'un signal horaire sur une onde myriamétrique. Différentes méthodes sont proposées par le Pr EGIDI, et le Dr RICHARDSON rappelle que la durée de trajet d'un tel signal, liée à la vitesse de groupe, est toujours moins précisément définie que le retard de phase d'une onde monochromatique.

Le Dr GUINOT évoque ensuite le problème important de la construction du temps atomique moyen qui devient de moins en moins précis, en raison notamment des stations qui cessent leurs émissions et de l'accroissement du nombre des nouveaux émetteurs.

2. Vitesse des ondes radioélectriques

La séance s'ouvre sur un exposé général du Dr ESSEN [3]. Cet exposé porte sur l'importance de la détermination précise de la vitesse des ondes électromagnétiques dans tous les appareils qui l'appliquent à des mesures de distances (géodimètre, mékomètre et telluromètre).

Après avoir indiqué que la précision actuelle sur la détermination de la constante universelle C était de l'ordre $\pm 3.10^{-7}$ le Dr ESSEN signale que l'on peut espérer atteindre quelques 10^{-8}. La fin de son exposé porte sur la difficulté de principe qu'il y a à appliquer la relation $C = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ puisque cela revient à prendre les équations de Maxwell comme axiomes non vérifiés à la précision où se situe présentement la métrologie. C'est en particulier ce que l'on fait lorsque l'on définit l'ohm étalon au millionième au moyen d'une capacité étalon de LAMPARD calculable à 10^{-7} près

La commission entend également une courte communication de M. ROCHEROLLE sur la mesure de la vitesse de la lumière au moyen de cavités résonnantes parallélépipédiques. La discussion s'engage ensuite sous la présidence du Pr GRIVET, président de la commission VII. Les méthodes de mesures par laser y sont évoquées et le Dr TERRIEN, directeur du Bureau International des Poids et Mesures, évoque la précision des mesures de longueur qui constituent la principale cause d'imprécision dans les mesures actuelles de C. La précision de 10^{-8} n'est en effet atteinte que sur des mesures de variation de longueur effectuées dans les meilleures conditions.

3. Etalons atomiques de Temps

Présidée par le Dr ESSEN qui remercie le Pr BARREL, président du Comité pour la définition de la seconde, et le Dr TERRIEN de leur collaboration, cette séance est divisée en deux parties consacrées respectivement aux exposés de mise au point et aux discussions.

L'exposé du Dr ZHABOTINSKI [4] est consacré aux étalons atomiques actifs, c'est-à-dire aux masers. Leur monochromaticité supérieure à celles des étalons passifs ne joue pas un rôle déterminant dans le domaine des étalons de fréquence et de temps où l'on effectue des moyennes sur des périodes prolongées de fonctionnement, mais elle peut être indispensable pour certaines expériences (mesure d'effet Doppler) ; compte tenu de la stabilité des horloges à quartz modernes, ils sont, le plus souvent, utilisés comme les étalons passifs pour contrôler l'exactitude de ces horloges.

Le Dr ZHABOTINSKI exprime l'inexactitude sous forme d'une somme de deux facteurs dont le premier influe surtout sur le reproductibilité et la stabilité d'un appareil donné, alors que le second détermine l'exactitude de la fréquence émise.

L'exposé du Dr BONANOMI [5] est consacré aux étalons passifs, et plus spécialement à l'examen de l'étalon à jet de cesium du point de vue Exactitude, Stabilité à court terme et à long terme, Reproductibilité et Fiabilité.

De ces deux exposés, nous avons retiré l'impression que le maser à hydrogène est susceptible de meilleures performances que le jet de cesium, sur lequel on possède cependant actuellement une bien plus longue pratique.

La seconde partie de la séance s'ouvre par une courte communication du Pr BARRELL sur le caractère provisoire de la situation actuelle où la définition astronomique de la seconde est exprimée en fait au moyen d'une transition spectroscopique. Selon le Pr BARRELL, cette solution ne peut se prolonger au-delà de la 13e Conférence Générale des Poids et Mesures qui se tiendra en octobre 1967.

La commission entend ensuite un exposé de M. MORGAN sur des résultats de comparaisons effectuées au National Bureau of Standards entre des étalons à jet de cesium et des masers à hydrogène.

Un large débat s'ouvre alors sur le problème de la définition de l'unité de temps. Dans l'état actuel des mesures, la fréquence 9192630770 pour la transition 3,0 → 4,0 du césium est en bon accord avec la définition de la seconde des éphémérides, mais certains membres de la commission pensent que le choix d'une transition n'appartient pas à l'URSI. Cette façon de voir n'est pas dictée par la prudence mais plutôt par le souci de ne pas ralentir les études en cours sur d'autres types d'étalons susceptibles de meilleures performances.

4. Comparaisons de méthodes de mesure et d'étalons à l'échelle internationale et connecteurs coaxiaux standards pour ces mesures

Le premier sujet de cette séance est introduit par un exposé général du Dr HENDERSON [6]. Le problème des comparaisons internationales se présente sous deux aspects : l'étude et la normalisation des méthodes de mesure adaptées à chacune des grandeurs choisies et la comparaison des étalons ou des appareillages servant de références nationales dans chaque pays. Tout ceci dans le but d'assurer une coordination internationale sous l'autorité du Bureau International des Poids et Mesures (B.I.P.M.). Pour les pays comme les Etats-Unis où le National Bureau of Standards est le responsable national unique, il ne doit y avoir qu'un correspondant par nation alors que cela semble impossible dans les pays comme le Japon où des laboratoires différents et privés jouent le rôle de spécialistes de la métrologie d'une des grandeurs intéressantes.

La discussion porte donc sur deux conceptions très différentes, l'une à tendance administrative que préoccupe la pyramide hiérarchique dont le B.I.P.M. constitue le sommet, et où l'URSI jouerait le rôle de coordinateur et d'animateur scientifique en étendant le domaine des mesures et des grandeurs normalisées par le B.I.P.M. ; l'autre conception part du principe que les buts de l'URSI sont purement scientifiques, ce qui lui interdit d'intervenir dans l'organisation des différents services d'étalonnages.

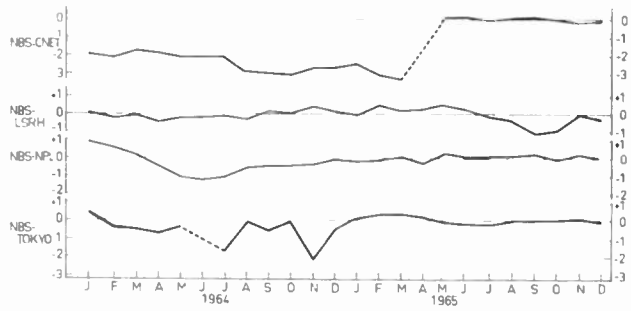


FIG. 1. — Résultat des comparaisons de fréquences (moyennes mensuelles) entre le N.B.S. et d'autres services possédant un étalon de fréquences.

Les ordonnées représentent les écarts relatifs de fréquences en 10^{-10}. La discontinuité qui apparaît dans les mesures entre le N.B.S. et le C.N.E.T. est due à un changement d'étalon au C.N.E.T. en avril 1965.

La commission entend un rapport du Dr BOURDOUN sur l'activité du B.I.P.M. dans le domaine des *comparaisons internationales*, où un laboratoire pilote est désigné pour chaque domaine. On trouvera en annexe les résolutions prises par la commission sur ce sujet.

Il est clair que, pour tous les appareils de mesure utilisant les lignes coaxiales, les comparaisons internationales supposent une normalisation des *connecteurs coaxiaux*. La commission entend l'exposé général du Dr WEINSCHEL [7] sur cette question et une courte communication de M. HARRIS concernant les supports diélectriques coaxiaux. Comme on le verra par ailleurs, elle recommande l'emploi des normes adoptées par l'association américaine IEEE.

5. Etalons de mesure pour lasers

La première partie de cette séance a été effectivement consacrée aux mesures pour lasers et, après épuisement de l'ordre du jour, la commission a entendu une communication du Dr GERBER sur les quartz [5a].

L'exposé d'introduction du Dr BIRNBAUM [8] est divisé en deux parties : la première est une revue des diverses méthodes de mesures de l'énergie et de la puissance émise par un laser, alors que la seconde traite des performances des méthodes de stabilisation de la longueur d'onde émise en vue de la construction d'étalons de longueur d'onde et de longueur.

Le débat qui suit est surtout centré sur le problème de la stabilisation de la longueur d'onde des lasers ; pour le résumer, on peut dire qu'il est dominé par la question de savoir si les perspectives de l'optique cohérente sont déterminées par les performances actuellement atteintes en hyperfréquence.

Le Dr OKAMURA apporte quelques compléments sur un microcalorimètre signalé par le Dr BIRNBAUM et, au cours de la discussion qui suit, il propose une comparaison de ce matériel avec des appareillages de même type.

Le Dr FELLERS fait une communication [8a] sur l'emploi de techniques quasi optiques en s'étendant sur un guide d'onde d'un type nouveau où la concentration d'énergie est assurée par le gradient de température existant dans le gaz diélectrique entre la paroi et l'axe de ce guide.

L'ordre du jour étant épuisé, le président propose l'audition d'une communication du Dr GERBER [5a] sur les progrès accomplis dans le domaine des oscillateurs à quartz et la discussion qui suit concerne surtout l'influence des supports de cristal.

6. Radiomesures aux fréquences inférieures à 1 GHz

Au cours de cette séance qui s'est tenue sous la présidence du Dr OKAMURA, la Commission a entendu deux exposés de synthèse faits par MM. HARRIS et BUSSEY.

De l'exposé général de M. HARRIS [9] nous retiendrons surtout trois tendances actuelles des mesures aux radiofréquences inférieures à 1 GHz :

— La partie supérieure de la gamme, les deux tiers suivant une estimation du conférencier, a été l'objet de plus d'attention que le restant.

— Pour répondre à l'amélioration de la précision des différentes méthodes de mesure, on a dû revoir les définitions, les méthodes et les techniques (exemple : connecteurs coaxiaux de précision).

— Enfin les techniques hyperfréquences et notamment l'emploi des coupleurs directifs sont de plus en plus utilisés dans cette gamme.

L'exposé du Dr BUSSEY [10] a été consacré aux mesures des propriétés électromagnétiques des matériaux et aux méthodes d'exploitation des résultats.

Une communication de M. SELBY [9a] a été consacrée à un nouveau mesureur de champ à large bande (0,185 à 30 MHz) pour des intensités comprises entre 0,1 et 1 000 V/m (fig. 2), à des mesures de précision sur le bruit, à la mesure des principales caractéristiques des impulsions et à un appareillage de précision pour des mesures de tension dont la fréquence peut atteindre 1 MHz (étalonnage des voltmètres).

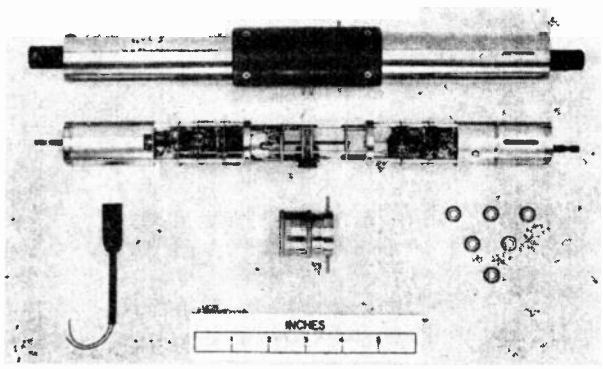


FIG. 2. — Sonde de mesure du champ électrique (miniaturisée, à circuits intégrés) étudiée et réalisée au N.B.S. pour la mesure du champ à proximité d'une antenne d'émission.

7. Radiomesures à des fréquences supérieures à 1 GHz

Placée comme la précédente sous la présidence du Dr OKAMURA, la séance commence par l'audition des rapports de M. BEATTY et du Dr OKAMURA.

L'exposé de M. BEATTY [11] est consacré aux progrès accomplis hors des Etats-Unis dans le domaine des mesures de puissance, de bruit, de coefficient de réflexion, de comparaison de phase, d'atténuation et d'intensité de champs.

Celui du Dr OKAMURA [12] est consacré aux progrès accomplis hors des Etats-Unis dans le domaine des mesures de puissance, des sources de bruit, des impédances, de l'atténuation, des propriétés des matériaux. La dernière partie de l'exposé traite des techniques nouvelles appliquées dans la gamme millimétrique.

La deuxième partie de la séance comprend :

— Une communication du Pr BARLOW sur les méthodes de mesure de puissance basées sur la quantité de mouvement transportée par une onde plane et sur le moment cinétique d'une onde polarisée circulairement. La discussion qui suit porte sur les mérites de ces méthodes par rapport aux méthodes bolométriques classiques. Du point de vue de leur précision, la comparaison n'est peut-être pas équitable car elles n'ont pas été l'objet d'autant d'études que les méthodes bolométriques, bien qu'elles présentent la possibilité incontestable de ne pas absorber la puissance mesurée.

— Une communication du Dr MUMFORD [11a] sur les techniques de mesure des faibles bruits. Il s'agit de techniques se rapportant notamment aux mesures des faibles températures de bruit des antennes hyperfréquences.

***

Pour la période 1966-1969, et sur proposition de la commission, le Comité Exécutif a désigné le Dr ESSEN comme président de la Commission I et le Dr ZHABOTINSKI comme vice-président et successeur désigné du Dr ESSEN.

MM. J.Mc.A. STEELE et R. WERTHEIMER ont été élus secrétaires pour les langues anglaise et française.

Enfin, en cours de séance ou lors des réunions des membres officiels, des résolutions et des vœux ont été proposés par la Commission et adoptés par le Comité Exécutif de l'URSI ; on en trouvera le texte en Annexe.

BIBLIOGRAPHIE

Dans « *Progress in Radio Science* 1963-1966 » (Part 1) :

[1] RICHARDSON J.M. — Progress in the distribution of standard time and frequency (pp. 40-62).

[2] EGIDI C. — World wide coordination of UT and AT (pp. 63-75).

[2a] Narrow band time signals on myriametric waves (pp. 76-80).

[3] ESSEN L. — The velocity of light and electromagnetic theory (pp. 81-96).

[4] ZHABOTINSKY M.E. — Active atomic frequency standard (masers) (pp. 28-39).

[5] BONANOMI J. — Les étalons de fréquence atomique passifs (pp. 16-27).

[5a] GERBER E.A. — High precision frequency standards - Quartz (pp. 13-15).

[6] HENDERSON J.T. — International comparisons (pp. 97-112).

[6a] SELBY M.C. — International intercomparisons of high frequency and microwave electrical quantities (pp. 113-116).

[7] WEINSCHEL B.O. — Progress and standards in precision coaxial connectors (pp. 117-142).

[8] BIRNBAUM G. — Laser measurements and standards (pp. 312-365).

[8a] FELLERS R.G. — Measurements of the characteristics of optical and quasi-optical waveguides (pp. 290-311).

[9] HARRIS I.A. — Radio measurements and standards at frequencies up to 1 GHz — A progress review of measurements of power, impedance and attenuation (pp. 143-157).

[9a] SELBY M.C. — Remarks on progress at f≤1 GHz (pp. 157-162).

[10] BUSSEY H.E. — Progress in measurements of electromagnetic properties of materials (pp. 265-289).

[11] BEATTY R.W. — Microwave standards and measurements in the U.S.A. (pp. 194-260).

[11a] MUMFORD W.W. — The low noise measurement technique of Penzias and Wilson (pp. 261-164).

[12] OKAMURA S. — Standards and measurement methods above 1 GHz (pp 172-193).

[13] MARKOWITZ W. — Synchronization of clocks via satellites (pp. 163-171).

ANNEXE

Vœux, recommandations et résolution élaborés par la Commission I

VŒU I.1.

L'URSI remercie l'UAI et le CCIR de leur coopération dans le domaine des émissions de fréquences étalon et de signaux horaires, et prend note des résolutions prises à Hambourg en 1963 et à Oslo en 1966. L'URSI enregistre aussi avec satisfaction l'adoption provisoire par le CIPM en 1964 d'une unité atomique de temps. L'URSI pense cependant que toutes les méthodes qui ont été proposées et qui sont en usage dans les services de fréquence étalon en fonctionnement provoqueront des difficultés croissantes au fur et à mesure de l'accroissement de ces services ; elle pense que ces services doivent inévitablement s'orienter vers l'emploi d'un système de fréquence et de temps uniforme atomiques. Ceci nécessiterait la mise au point d'une certaine forme de correction pour les utilisateurs du temps astronomique.

VŒU I.2.

L'URSI apprécie l'heureuse décision de la 12^e Conférence Générale des Poids et Mesures qui a habilité le Comité International des Poids et Mesures à désigner une transition quantique pour être utilisée comme étalon pour les mesures de temps et de fréquence.

Ayant examiné l'exactitude obtenue dans la définition de la fréquence de transitions quantiques, l'URSI estime que les transitions hyperfines du césium, de l'hydrogène et du thallium donnent des résultats comparables. Bien que les travaux en cours pour réaliser de nouveaux progrès puissent être couronnés de succès, un certain nombre d'années devront s'écouler avant que ces progrès soient pleinement confirmés.

Considérant le fait que des étalons à césium de différente construction ont été employés et éprouvés d'une façon approfondie dans plusieurs laboratoires répartis dans le monde entier et qu'ils se sont montrés capables de fournir exactitude et sécurité dans des conditions variées, l'URSI est d'avis que la transition du césium est la plus convenable qui puisse être adoptée comme étalon pour la définition de la seconde.

RECOMMANDATION I.1.

Vu l'importance de la normalisation des unités de mesure, l'URSI *recommande* l'emploi des unités du Système International pour la mesure des grandeurs électriques et radioélectriques. Le Système International adopté par la Conférence des Poids et Mesures est publié dans le compte rendu des Séances de la 11^e Conférence Générale des Poids et Mesures (1961).

RECOMMANDATION I.2.

L'URSI, pleinement consciente du fait que les étalons de temps atomique n'ont pas encore atteint leur ultime précision, *recommande* que les travaux soient activement poursuivis dans ce domaine.

RECOMMANDATION I.3.

L'URSI *recommande* qu'une réunion des services responsables en Europe de la distribution des fréquences et du temps étalon soit conviée par le Président International de la Commission I, par l'intermédiaire des Comités Nationaux, dans le but d'examiner la méthode la plus appropriée pour assurer un service sûr dans cette zone.

RECOMMANDATION I.4.

L'URSI, vu l'intérêt croissant des comparaisons internationales d'étalons radio-électriques, les comparaisons déjà organisées soit par le BIPM, soit par elle-même, *recommande :*

a) que l'activité du BIPM soit étendue particulièrement dans les domaines de mesure où les techniques sont bien établies,,

b) que, dans la période transitoire et étant donné les mesures et techniques nouvelles, l'URSI continue de patronner les intercomparaisons à l'échelle nationale. Elle recommande en particulier des intercomparaisons pour les grandeurs suivantes : intensité de champ, affaiblissement, coefficient de réflexion, impédance, courant et tension sinusoïdaux en ondes métriques et décimétriques, tension de crête des impulsions trapézoïdales pour les valeurs inférieures ou égales à 1 000 V,

c) que le Président international de la Commission I soit informé de tout arrangement pris en vue de telles comparaisons, ainsi que des résultats qui en découlent,

d) que, quand cela est nécessaire, le Président international de la Commission I favorise la mise au point de tels arrangements, se charge d'en diffuser les résultats aux Comités Nationaux et de tenir le BIPM au courant de toutes activités dans ce domaine placé sous les auspices de l'URSI,

e) que le Président international de la Commission I soit autorisé à constituer un comité *ad hoc* en vue de la promotion de ces intercomparaisons.

RECOMMANDATION I.5.

Vu les progrès substantiels accomplis dans le domaine des connecteurs de précision pour lignes de transmission coaxiales rigides, la Commission I de l'URSI *recommande :*

1. que, pour les comparaisons internationales de grandeurs radioélectriques qui seront désormais parrainées par l'URSI, les laboratoires emploient de préférence, les normes (1) de connecteurs adoptees par l'IEEE,

2. que la CEI envisage l'adoption des normes de l'IEEE pour les connecteurs coaxiaux de précision.

RÉSOLUTION I.1.

Etant donné l'intérêt commun du CIPM-BIPM et de l'URSI (notamment de sa Commission I) pour les questions scientifiques et métrologiques concernant les grandeurs électromagnétiques et les autres domaines de la physique, l'URSI décide que, pour le bien commun et dans un but de coopération mutuelle, le BIPM sera invité à désigner un représentant aux Assemblées Générales futures de l'URSI.

---

(1) IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-13, n° 4, pp. 286-291, Dec. 1964.

Commission II

RADIOÉLECTRICITÉ ET TROPOSPHÈRE

PAR P. MISME
Président de la Commission II du C.N.F.R.S.

et A. ROBERT

1. **Structure fine de l'atmosphère à partir de l'observation et de la théorie de la turbulence,** par R. BOLGIANO [1].

Une partie importante est constituée par le compte rendu d'un Colloque sur ce même sujet, tenu à Moscou en 1965. Ce Colloque était organisé sous la forme de discussions entre un petit nombre d'experts. Parmi les résultats de ces discussions ou exposés, on doit noter :

— L'utilisation d'un réfractomètre avec deux cavités de mesure espacées de 1 m, réfractomètre qui a permis de mettre définitivement en évidence la structure feuilletée de l'atmosphère.

— Des mesures faites au laboratoire et montrant que la séparation entre les zones turbulentes et laminaires est de l'ordre de quelques millimètres.

— Des mesures au radar confirmant ces résultats. On trouve dans l'atmosphère que cette zone de transition est quelquefois inférieure à 3 cm. Ceci étant obtenu par l'étude de la cohérence du signal sur les longueurs d'onde de 3 et 17 cm.

— La coexistence fréquente des zones de cisaillement de vent et de turbulence.

Puis l'auteur a fait la synthèse des résultats obtenus depuis trois ans grâce à un modèle théorico-expérimental.

2. **Turbulence et structure de la troposphère à partir des mesures de propagation**, par L. FEHLHABER et J. GROSSKOPF [2].

On commence par rappeler les expériences de balayage rapide d'antenne faites par WATERMAN et reprises par d'autres. Un balayage lent a aussi été effectué pour couvrir une plus grande partie du volume commun.

De plus, grâce à l'étude des fonctions d'autocorrélation de signal reçu dans une liaison transhorizon sur plusieurs antennes, on peut retrouver certaines caractéristiques de l'atmosphère.

La conclusion des auteurs est que, pour les fréquences élevées, soit plus de 1 000 MHz, le modèle turbulent associé à la théorie de la diffusion rend bien compte des phénomènes. Pour les fréquences plus basses, il faut faire intervenir la théorie des réflexions partielles. On a ainsi une confirmation des théories exposées par l'école française entre 1958 et 1960.

3. **Les effets de la propagation sur les mesures de distance, d'angle d'arrivée et d'effet Doppler dans les systèmes sol-sol,** par M. THOMPSON [3], **et les mêmes effets dans les liaisons Terre-Espace,** par I. RANZI [4].

Il s'agit de deux exposés différents réunis ici, par souci de concision. Des essais ont montré que la perturbation apportée par la basse atmosphère est de l'ordre de 10^{-5} à 10^{-6} sur la mesure moyenne de la distance. En valeur instantanée, cette erreur est au moins de 10^{-5}. Dans le cas de la liaison Terre-Espace, seule la partie intéressant la basse atmosphère doit être considérée comme source d'erreur. Malgré certaines suggestions théoriques, le gain de l'antenne n'a pas d'influence sur cette précision. La connaissance de l'indice de réfraction en un point de la liaison n'est pas suffisante pour calculer cette erreur instantanée.

Pour la fluctuation des angles d'arrivée, peu de données ont été exposées, mais un article récent [15] relate les mesures faites en utilisant le satellite Early Bird. L'écart-type de cette fluctuation est un peu inférieur à 10^{-4} radian. On n'a pas beaucoup de données sur le rôle de la fréquence. On peut signaler aussi ce manque de données pour l'effet Doppler. Là encore un article récent étudie la question [16].

Au cours de la discussion qui a suivi, le Dr KATZIN a fait état des travaux que son équipe a effectués au Cap Kennedy sur la demande de la NASA. Ces travaux avaient pour objet d'améliorer les modèles bien connus du C.R.P.L. pour le calcul de la réfraction. On rappelle que, dans ces modèles, on admet que la connaissance de l'indice de réfraction au sol est suffisante pour calculer la courbure du rayon. Le Dr KATZIN a montré (après d'autres, mais en anglais !) que cette méthode était assez grossière et pouvait être largement améliorée par l'utilisation de la courbe expérimentale de l'indice en fonction de l'altitude.

4. **Etude expérimentale des variations de l'indice de réfraction dans la troposphère,** par J. LANE [5].

Depuis plus de dix ans, une équipe anglaise s'est spécialisée dans l'étude de la troposphère à petite échelle, d'abord avec des radars puis avec des réfractomètres à plusieurs cavités de mesure. L'auteur fait état, pour commencer, de la précision du réfractomètre. A la suite d'étalonnages divers, on a montré que cette précision atteignait 0,1 N pour

des vents inférieurs à 13 m/s mais diminuait jusqu'à 1,5 N pour des vents de 54 m/s qui heureusement sont exceptionnels lors des essais.

De toutes les expériences faites on doit retenir qu'il est impossible de représenter l'atmosphère par un spectre de turbulence de pente constante, cependant le spectre déduit de la théorie de KOLMOGOROV est le plus probable (pente de —5/3) (fig. 1).

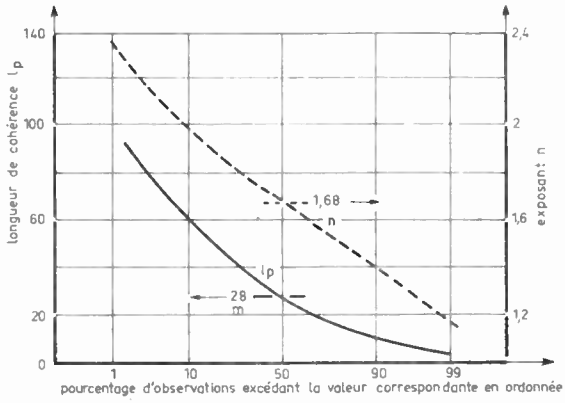


FIG. 1. — Distribution de la longueur de cohérence (dans la direction du vent) l_p et de l'exposant n dans le spectre d'indice de réfraction $E(f)$ proportionnelle à f^{-n}.. (Figure extraite de la conférence de J. LANE).

L'étude des feuillets a été poursuivie expérimentalement. La séparation entre zones turbulentes et zones laminaires est faible, 5 N par mètre est un gradient fréquent et on a pu mesurer des gradients de 5 N pour 10 cm, cependant ces zones laminaires n'ont pas une surface lisse, ce qui laisse des doutes sur l'explication théorique de certains « anges » observés sur une longueur d'onde de 1 cm.

5. **Analyse de l'atmosphère sans nuages à l'aide du radar : « anges »,** par D. ATLAS et K.R. HARDY [6].

Il est impossible de résumer cet exposé qui est déjà le résumé de très nombreux travaux expérimentaux et théoriques sur les anges. On doit signaler que cet article se termine par 17 figures et 29 références bibliographiques dont plusieurs se rapportent à des travaux soviétiques peu connus. C'est probablement l'exposé de synthèse le plus complet sur cette question, et on doit recommander à tous ceux qui s'intéressent à ce sujet de prendre connaissance de ce texte.

6. **Distances de diversité et baisse de gain d'antenne en propagation transhorizon,** par M. HIRAÏ [7].

L'auteur commence par analyser les nombreuses théories qui ont essayé de clarifier la question de la diversité. Toutes les théories citées acceptent, comme base de départ, le phénomène de turbulence. En comparant alors aux résultats de quelques travaux expérimentaux, on est conduit à conclure : « ...Il semble maintenant prématuré de formuler des conclusions sûres au sujet de la distance de diversité, des recherches supplémentaires sont désirables ».

Au sujet de la baisse de gain d'antenne, la situation serait comparable. Ainsi qu'il est d'usage dans la presse américaine, en prenant le quotient de l'ouverture de l'antenne sur la distance angulaire de la liaison, on est conduit à des corrélations douteuses en étudiant ce paramètre en fonction de la baisse de gain. L. BOITHIAS a fait observer que les travaux qu'il a effectué avec BATTESTI leur ont permis d'apporter une solution expérimentale à cette question [17]. On trouve une excellente corrélation entre la baisse de gain et le gain de l'antenne, ce qui prouve qu'au moins pour les distances usuelles (de 100 à 500 km), il n'y a aucun facteur de distance.

7. **Radiométrie en ondes millimétriques,** par A. ROBERT [8].

La mesure de certains paramètres atmosphériques, tels que la température, est possible, avec une bonne précision, par radiométrie millimétrique. Outre l'intérêt météorologique ou géophysique présenté, les conditions de propagation des ondes millimétriques dans l'atmosphère peuvent, par ce moyen, être précisées. De plus, les applications offertes par l'utilisation de telles techniques peuvent aller des relevés topographiques aux études des atmosphères et surfaces planétaires en passant par des recherches à caractère médical ou industriel.

La mesure du rayonnement infrarouge, qui a fait l'objet d'une synthèse de F. MÖLLER [9], fait largement appel aux techniques radioélectriques et est un prolongement naturel de la radiométrie en ondes millimétriques.

8. **Influence des irrégularités de terrain sur la propagation et la réflexion des ondes radio,** par J.B. SMYTH [10].

Diverses tentatives ont été accomplies pour décrire les caractéristiques des irrégularités de surface qui produisaient des champs diffractés en accord avec les champs observés. Il semble que la dépendance de la section efficace radar vis-à-vis de la fréquence en fonction de l'angle de dépression (angle de site négatif) puisse être une caractéristique identifiable de la surface (fig. 2).

9. **Propagation radio sous la surface de la Terre,** par J.T. de BETTENCOURT [11].

Le mécanisme de propagation des ondes radioélectriques sous la surface de la Terre dépend de la profondeur considérée.

Ainsi la propagation à travers les sédiments est du type « up-over-down » alors qu'à grande profondeur ($\geqslant$10 km) une propagation guidée suivant des modes à faibles pertes en EBF ou TBF semble possible. Cependant si la conductivité du milieu à faible profondeur semble supérieure à 10^{-5} S/m, la valeur de ce paramètre est encore mal connue à forte profondeur.

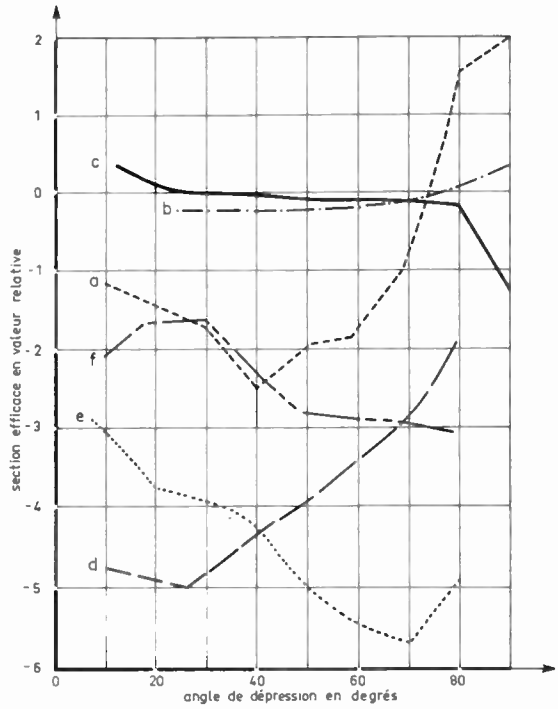


FIG. 2. — Variation de la section efficace radar en fonction de l'angle de dépression (angle de site négatif) dans la bande K.

a) sur mer
b) sur la Lune
c) sur la ville de Chicago
d) sur l'herbe
e) sur l'asphalte
f) sur le ciment

(Fig. extraite de la conférence de J.B. SMYTH).

* * *

Une séance mixte, organisée par la Commission II avec le concours de la Commission V, a été consacrée à l'observation des planètes par radioastronomie et radarastronomie [12, 13, 14] et il en est rendu compte par ailleurs.

Sur le plan administratif, le mandat de J. VOGE à la présidence de la Commission venait à expiration ; c'est J.A. SAXTON (R.U.) qui a été désigné pour lui succéder, W.E. GORDON (E.U.A.) étant désigné comme vice-président ; les secrétaires de la Commission sont P. MISME pour la langue française et J.W. HERBSTREIT (U.I.T.) pour la langue anglaise. Par ailleurs, pour officialiser une tendance qui s'était déjà manifestée à la XIV^e Assemblée générale à Tokyo, le titre de la Commission « Radioélectricité et troposphère » a été remplacé par « Radioélectricité et milieux ionisés ». On trouvera en Annexe le texte des résolutions élaborées par la Commission pendant la XV^e Assemblée générale.

BIBLIOGRAPHIE

A — Dans « *Progress in Radio Science,* 1963-1966 » :

[1] BOLGIANO Jr R. — Fine structure of the atmosphere deduced from direct observations and from turbulence theory (pp. 479-502).

[2] FEHLHABER L., GROSSKOPF J. — Turbulence and structure of the troposphere derived from propagation measurements (pp. 503-522).

[3] THOMPSON Jr M.C. — The effects of propagation on measurements of distance, angle of arrival and Doppler effect in ground-to-ground systems (pp. 579-595).

[4] RANZI I. — Effects of propagation on the measurement of distance, angle of arrival and Doppler effect in Earth-Space links (pp. 596-613).

[5] LANE J.A. — Experimental investigations of refractive index variations in the troposphere (pp. 381-400).

[6] ATLAS D., HARDY K.R. — Radar analysis of the clear air atmosphere : Angels (pp. 401-478).

[7] HIRAI M. — Diversity distances and loss in path antenna gain in tropospheric beyond-the-horizon propagation (pp. 538-578).

[8] ROBERT A. — Radiométrie en ondes millimétriques (pp. 627-660).

[9] MOELLER F. — Infrared radiation, its measurement and application in the physics of the atmosphère (pp. 615-626).

[10] SMYTH J.B. — The influence of terrain irregularities on the propagation and reflexion of radio waves (pp. 523-537).

[11] BETTENCOURT J.T. de — Review of radio propagation below the Earth's surface (pp. 697-772).

[12] PONSONBY J.E.B., THOMSON J.H. — U.S.S.R.-U.K. planetary radar experiment (pp. 661-671).

[13] SLEE O.B. — Jupiter's decametric emission and the solar wind (pp. 672-673).

[14] MAYER C.H. — Radio observations of the planets (pp. 674-684).

B — Autres références :

[15] UNGER J.H.W. — Random tropospheric angle errors in microwave observations of the Early Bird Satellite. B.S.T.J., nov. 1966, p. 1439.

[16] MISME P., THOIN J.C. — Effet de l'atmosphère non ionisée sur la mesure de l'effet Doppler-Fizeau. Annales des Télécom. juillet-août 1966.

[17] BOITHIAS L., BATTESTI J. — Etude expérimentale de la baisse de gain d'antenne dans les liaisons transhorizon. Annales des Télécom. sept.-oct. 1964.

ANNEXE

Résolution et recommandations élaborées par la Commission II

RÉSOLUTION II.1.

La XV^e Assemblée Générale de l'URSI *décide* de modifier comme suit le titre de la Commission II. — Radioélectricité et Troposphère : « Radioélectricité et Milieux non-ionisés ».

RECOMMANDATION II.1.

L'URSI *recommande* que la Commission Inter-Unions de Radiométéorologie (URSI-UGGI) poursuive ses activités en s'attachant particulièrement à organiser des réunions de groupes restreints travaillant sur des sujets spécialisés.

RECOMMANDATION II.2.

L'URSI *recommande* que, dans les études spatiales, une attention soutenue soit apportée à la mesure des caractéristiques des surfaces et des atmosphères planétaires, y compris la Terre vue de l'espace. Des expériences en laboratoire et sur des modèles pourraient s'avérer utiles.

RECOMMANDATION II.3.

L'URSI *recommande* que les applications de la théorie de la radiométrie soient plus nombreuses, et que soit accru le nombre des données radiométriques obtenues à partir des énergies atmosphériques et terrestres rayonnées en ce

qui concerne *a*) la structure atmosphérique et *b*) les systèmes de réception sensibles.

RECOMMANDATION II.4.

L'URSI *recommande* que l'attention soit attirée sur les ondes millimétriques, submillimétriques et optiques cohérentes en ce qui concerne : *a*) leur propagation à travers l'atmosphère, et *b*) leur utilisation en vue d'obtenir davantage de renseignements sur la structure atmosphérique, y compris les variations de l'indice de réfraction et l'intensité et la distribution des gouttes d'eau dans les précipitations.

RECOMMANDATION II.5.

L'URSI *recommande* que l'attention continue d'être consacrée à l'obtention de données nouvelles sur la propagation des ondes au-dessus et en-dessous de la surface de la Terre, en déterminant les caractéristiques du milieu et en mesurant leur effet sur le niveau du signal, l'angle d'arrivée, etc.

RECOMMANDATION II.6.

L'URSI *recommande* que les méthodes théoriques et expérimentales d'étude de la structure des irrégularités de l'indice de réfraction soient mises à profit particulièrement en ce qui concerne : la théorie de la mécanique des fluides, les systèmes à grand pouvoir de résolution, les mesures radioélectriques simultanées à incidence verticale et oblique (y compris l'effet Doppler), et les mesures radioélectriques et météorologiques simultanées (y compris la coopération des différentes disciplines), et qu'un effort spécial soit entrepris pour trouver la limite ultime imposée par l'atmosphère à la précision des mesures de distance, l'angle d'arrivée et d'effet Doppler, ainsi qu'au spectre transmissible.

RECOMMANDATION II.7.

L'URSI *recommande* qu'un effort continu soit fourni en vue de l'amélioration des théories et des modèles de l'atmosphère expliquant de manière adéquate les phénomènes de propagation, en particulier la question du gain effectif de l'antenne en fonction de la distance, de la fréquence, etc.

Commission III

IONOSPHÈRE

PAR F. DU CASTEL*

Président de la Commission III du C.N.F.R.S.

1. Introduction

L'orientation des travaux de la Commission III au cours de la XV^e Assemblée Générale, telle qu'elle avait été choisie par son président, concernait essentiellement les problèmes géophysiques de l'ionosphère. Les exposés introductifs qui ont été présentés, et les discussions qui leur firent suite, ont permis de faire le point sur les problèmes actuels de la région D, de la dynamique des régions E et F et de l'ionosphère supérieure. On notera que les aspects de ces problèmes liés aux températures du milieu n'ont pas été abordés au cours de l'Assemblée Générale, du fait qu'ils avaient été traités au cours du Colloque de Belgrade précédant immédiatement la tenue de l'Assemblée, dont il est rendu compte par ailleurs.

On passera en revue les problèmes traités, en renvoyant le lecteur aux publications de l'URSI pour des exposés plus détaillés. On citera cependant au passage les contributions françaises à ces travaux. Pour chaque sujet abordé, on tentera de distinguer l'évolution des techniques de mesure, l'état des connaissances expérimentales et la situation des interprétations théoriques.

On donnera, en conclusion, un aperçu sur les orientations possibles des travaux ultérieurs de la Commission, et on indiquera en Annexe le texte des recommandations adoptées.

* Ingénieur en chef des Télécommunications, au C.N.E.T., Département R.S.R.

2. Problèmes de la région D [1, 2]

La région de l'ionosphère la plus proche de la terre, entre 50 et 90 km, est probablement la plus mal connue. Ce paradoxe apparent résulte de la difficulté des mesures dans un milieu peu ionisé et assez dense. Mais les progrès récents des méthodes d'observation commencent à donner un aperçu des propriétés de la région D et de ses problèmes.

2.1. MÉTHODES DE MESURE

Les fusées apportent le seul moyen de mesure in situ de la région D. Les mesures par sondes, quelqu'en soit le type, sont d'une interprétation difficile en raison de l'influence de l'onde de choc. Des essais de sondes larguées, munies de parachute, ont tenté récemment de surmonter cette difficulté. Les mesures indirectes, reposant sur la propagation des ondes radio entre le sol et la fusée, rotation de Faraday ou absorption différentielle, sont peu précises dans cette région. Une méthode originale a été utilisée en France (C. RENARD), dans le cadre de la préparation du satellite FR-1, à partir de la mesure du champ d'un émetteur TBF terrien.

A partir du sol, les données sur l'absorption d'ondes TBF ou HF réfléchies dans les régions E ou F, après traversée de la région D, sont délicats à interpréter. Les méthodes dites d'intermodulation et de réflexion partielle paraissant actuellement les plus intéressantes. La méthode d'intermodulation, due à FÉJER, consiste à moduler, à l'altitude voulue, une impulsion réfléchie par l'ionosphère par une impul-

sion directe synchronisée, émise obliquement. La modification des propriétés d'absorption de la couche D par la seconde apparaît sur la modulation de la première et il est possible d'en déduire l'ionisation locale. La méthode des réflexions partielles utilise la diffusion d'une onde émise par les irrégularités de la région D. Une autre méthode au sol, devenue classique, est l'utilisation de riomètres, mesurant l'absorption du rayonnement galactique à plusieurs fréquences.

La comparaison des résultats des mesures pour diverses méthodes permet de se rendre compte de la limite des précisions actuelles (fig. 1).

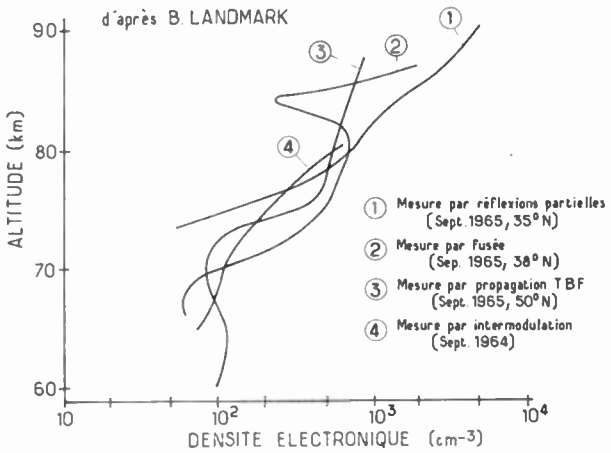


FIG. 1

2.2. PRINCIPAUX PROBLÈMES

Malgré l'imprécision relative des mesures, la densité électronique dans la région D est maintenant assez bien connue, ainsi que ses variations diurnes et saisonnières.

La composition ionique de la région D, par contre, est très problématique. La présence d'ions négatifs, notamment O_2^-, semble avoir été récemment démontrée par des mesures spectrométriques en fusées. Il demeure cependant un hiatus entre les mesures en laboratoire de taux de détachement collisionnel et les observations des variations de densité électronique entre le jour et la nuit.

Des modèles plausibles des fréquences de collision ion-neutre dans la région D sont maintenant admis. Ils font intervenir la section efficace de collision des particules ν_m, qui est proportionnelle à la pression p et au rapport des températures électronique et neutre T_e/T_n. Celle de N_2 est assez bien connue, celle de O_2 beaucoup moins. Le meilleur modèle actuel, par rapport aux observations, serait de la forme (fig. 2).

$$\nu_m(s^{-1}) = (7{,}5 \pm 1{,}0)\ 10^7\ p\ (\text{mb})$$

Il suppose une égalité des températures $T_e = T_n$, admissible jusqu'à une altitude actuellement imprécise, mais certainement supérieure à 100 km.

Un aspect intéressant des problèmes de la région D est qu'ils concernent la mésosphère, zone de couplage entre les phénomènes atmosphériques et ionosphérique. Une relation a pu être établie entre le phénomène dit d'absorption anormale en hiver, caractérisé par une valeur plus forte malgré un éclairement plus faible, et le phénomène d'échauffement stratosphérique à plus basse altitude. Un accroissement de densité électronique à partir de 80 km résulte en effet de cet échauffement, par couplage à travers la mésopause. Cependant le mécanisme de cet échauffement lui-même est encore inconnu.

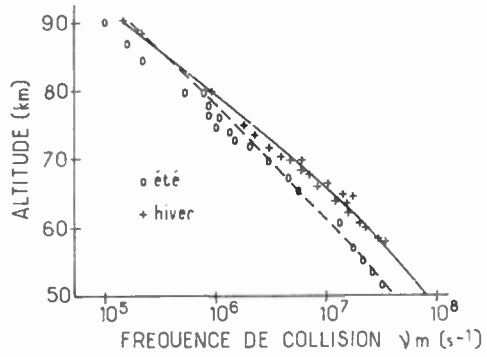


FIG. 2

3. Dynamique de la région E [3]

3.1. MOUVEMENTS DU GAZ NEUTRE ET MOUVEMENTS DE L'IONISATION

La dynamique de la région E commence à être connue à partir d'observations au sol et en fusées. Les mesures classiques, par comparaison de phase des signaux réfléchis par l'ionosphère et reçus sur plusieurs antennes espacées, tel le réseau de Garchy (A. HAUBERT), conservent l'inconvénient d'une interprétation difficile. La méthode de détection par radar cohérent des échos réfléchis sur les traînées d'ionisation dues aux météores (A. SPIZZICHINO) permet une mesure continue et précise des mouvements dans la gamme d'altitude 90-120 km. Les mesures en fusées, par éjection de matière ionisable (J. CHANIN-LORY), ne peuvent encore fournir que des résultats au crépuscule.

L'ensemble de ces observations permet de commencer à concevoir un schéma d'ensemble des mouvements dans la région E. Une vue générale séduisante résulte des travaux de C. HINES sur les ondes de gravité. Les processus dynamiques de l'ionosphère auraient leur origine dans l'énergie du gaz neutre à plus basse altitude. Cette énergie se propagerait vers le haut sous la forme d'ondes planétaires, d'oscillations de marée et d'ondes de gravité de courte période, et, aux altitudes ionosphériques, se combinerait à l'énergie locale d'origine solaire. Il en résulterait un système complexe à l'origine des mouvements observés. La réponse de l'ionisation à ces mouvements du gaz neutre serait assez complète aux niveaux de la région E et deviendrait de plus en plus influencée par le champ magnétique terrestre à plus haute altitude. Une telle interprétation générale peut être critiquée et doit être précisée dans ses conséquences, mais elle repose certainement sur une base réaliste.

3.2. Phénomène E sporadique

La théorie classique des couches E sporadiques, à partir des cisaillements des vents, a été très controversée dans les dernières années. Des résultats récents des mesures en fusées semblent confirmer la présence, au moins dans certaines de ces couches sporadiques, d'ions lourds métalliques. Une révision assez importante de la théorie du phénomène devrait en résulter.

4. **Dynamique de la région F** [4]

4.1. Anomalies de la région F

Des progrès récents ont été faits dans la connaissance et l'interprétation des principales anomalies de la région F, anomalie équatoriale, anomalie saisonnière et maintenance nocturne de l'ionosphère.

Le synchinal équatorial de l'ionisation de la région F est mieux connu, depuis les observations en contre-haut des satellites Alouette (fig. 3) et de nouvelles observations sur les méridiens africains (P. Vila).

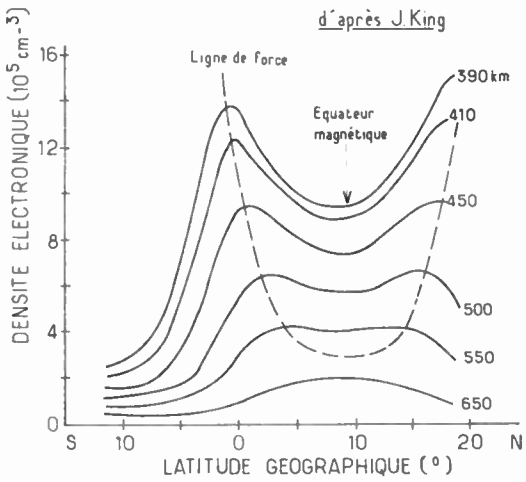


Fig. 3

Mais, pour interpréter les maximums conjugués de l'ionisation tropicale, plusieurs théories continuent de s'affronter, malgré des développements récents. Les unes prétendent leur trouver une interprétation par la seule considération de l'équilibre diffusif dans les régions équatoriales. Les autres invoquent le rôle des effets produits par les champs électriques, dont les valeurs réelles sont malheureusement mal connues. Plus récemment, on a étudié la contribution des photo-électrons produits dans la région F et s'échappant vers les maximums d'ionisation. Une synthèse de ces divers abords sera probablement possible dans les prochaines années.

Aux moyennes latitudes, la variation saisonnière de l'ionisation de la couche F ne suit pas la variation du rayonnement solaire. On a cherché des interprétation de cette anomalie dans différentes voies : échange de particules thermiques entre hémisphères conjugués, changement de composition atmosphérique suivant les saisons, influence de mouvements neutres macroscopiques, échanges ionosphère-magnétosphère. Aucune de ces hypothèses ne semble pouvoir être encore adoptée sans réserve.

De nuit, le recours à des processus de pertes et de diffusion est insuffisant à rendre compte du maintien de l'ionisation et il est nécessaire de faire appel à une autre source productrice. La discussion demeure entre ceux qui pensent à une source d'origine supérieure, flux protonique provenant de la magnétosphère, ou à une source d'origine inférieure, mouvement ascendant engendré par des champs électriques.

Cette brève revue montre bien à quel point fait défaut une bonne connaissance des champs électriques et des mouvements qu'ils peuvent engendrer dans la région F de l'ionosphère.

4.2. Mouvements globaux de l'atmosphère neutre

La recherche d'un système général de circulation au niveau de la couche F manque encore de base expérimentale. Le nouveau moyen de mesure que représente l'utilisation des sondeurs à diffusion de Thomson bistatiques (M. Petit) doit apporter de riches informations dans un avenir proche.

Des modèles théoriques sont cependant déjà proposés, fondés soit sur les gradients de pression, soit sur les mouvements d'ionisation, ou des modèles expérimentaux, cherchant à regrouper des résultats épars. Ils ne peuvent être encore considérés comme acquis.

5. **L'ionosphère supérieure** [5, 6]

Les méthodes d'observation modernes permettent d'atteindre l'ionosphère supérieure et la basse magnétosphère (la plasmasphère). Ici sondeurs à diffusion de Thomson, satellites sondeurs à fréquence variable, sondes en satellites sont des moyens complémentaires. Ils permettent d'atteindre la température des ions et des électrons, la densité électronique et la composition ionique du plasma.

5.1. La structure irrégulière de l'ionosphère supérieure

Les irrégularités de structure de l'ionisation apparaissent comme un des caractères dominants de l'ionosphère supérieure, dont on commence à avoir une assez bonne description. Les dimensions de ces irrégularités peuvent couvrir plusieurs degrés de latitude (fig. 4) ou au contraire n'être que de l'ordre du kilomètre, tout au moins transversalement aux lignes de force du champ magnétique. Une propriété commune semble être leur extension horizontale le long des lignes de même latitude magnétique et leur extension verticale le long des lignes de force dans la magnétosphère, voire même d'un hémisphère conjugué à l'autre. Le phénomène de guidage géomagnétique d'un rayonnement radioélectrique entre points conjugués en est un exemple (F. du Castel).

Quant au déplacement propre de ces irrégularités, il est moins bien connu. Pour certaines d'entre elles tout au moins, il existe un mouvement apparent vers l'équateur à une vitesse de l'ordre de 100 ms^{-1}.

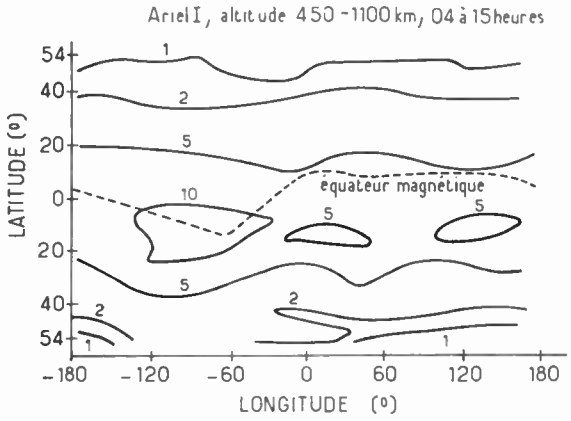


FIG. 4

5.2. LE COUPLAGE MAGNÉTOSPHÈRE-IONOSPHÈRE

Pour interpréter cette structure de l'ionosphère supérieure, il semble nécessaire de faire appel à un couplage de la magnétosphère et de l'ionosphère.

Parmi les processus qui peuvent être évoqués, il ne paraît pas possible de retenir les seules variations de température et de densité de l'atmosphère neutre, ni l'écart de l'ionisation par rapport à l'état d'équilibre diffusif, ni les variations de conductivité thermique, ni l'ionisation par des particules piégées.

Il est alors nécessaire de considérer les processus suivants : soit les variations de composition du milieu et les zones de transition, soit les mouvements de l'atmosphère neutre, soit encore le rôle des champs électriques d'origine magnétosphérique. Si une large variété de mécanismes peut résulter de l'une ou l'autre de ces actions, il n'est pas encore possible de proposer une interprétation correcte d'un phénomène particulier. D'ailleurs les données expérimentales sur la composition comme sur les champs électriques sont encore beaucoup trop insuffisantes.

6. Conclusions

Cette brève revue des problèmes abordés au cours de l'Assemblée Générale permet de se rendre compte de la situation des recherches qui préoccupent les ionosphéristes. L'intérêt d'une telle confrontation de géophysiciens sur leurs problèmes est certaine. On peut cependant se demander, avec le Comité français, si le cadre de l'URSI, choisi pour cette confrontation, correspond au mieux à la vocation de l'Union, parmi les autres organismes internationaux ; la création, décidée par l'ICSU, d'un Comité des relations Soleil-Terre oblige à se poser la question. Il est probable que, dans l'avenir, l'orientation des travaux de la Commission sera quelque peu déviée vers des problèmes plus proches de la vocation de l'URSI, ayant trait aux méthodes d'étude radioélectrique de l'ionosphère et pour lesquels une décision internationale des responsables nationaux, composant l'Assemblée Générale, peut être profitable au progrès scientifique.

Entendons bien, néanmoins, que l'Assemblée de Munich n'a pas négligé l'étude des problèmes qui avaient pu lui être posés, en tant qu'organisme scientifique, par d'autres organismes.

On trouvera en Annexe le texte des recommandations prises par la Commission, dont certaines créent des groupes de travail permanents chargés de poursuivre des études à l'échelle internationale.

Sur le plan administratif, C.O. HINES a été élu président de la Commission pour la période 1966-1969, et K. RAWER vice-président. Les fonctions de secrétaires continueront à être remplies par R. KNECHT et F. DU CASTEL.

BIBLIOGRAPHIE

« *Progress in radio science* 1963-1966 », (URSI 1967).

Cette publication rassemble les exposés de synthèse présentés et rend compte des discussions aux séances scientifiques. Les documents cités dans le présent compte rendu en sont issus :

[1] LANDMARK B. — Structure and formation of the D region, p. 774.

[2] PIGGOTT W. — Collisions frequencies in the D region and stratospheric-mesospheric relations, p. 826.

[3] HINES C. — Ionospheric dynamics with emphasis of the E region, p. 863.

[4] KOHL H. — Dynamics of the ionosphere : F region phenomena, p. 894.

[5] GORDON W. — The F region and magnetosphere : back scatter results, p. 923.

[6] WILLMORE A. — The topside F region and magnetosphere, p. 957.

ANNEXE

RECOMMANDATIONS ÉLABORÉES PAR LA COMMISSION III (IONOSPHÈRE)

RECOMMANDATION III.1.

Réseau d'observation ionosphériques.

L'URSI, *notant* que la Commission III a examiné le Vœu 22 (Oslo 1966) du CCIR sur les Sondages réguliers de l'ionosphère, ainsi que le Programme d'Etudes 2A/VI (Oslo 1966) du CCIR sur l'Amélioration du programme mondial d'observations ionosphériques pour la cartographie numérique, *recommande :*

1) que le Secrétaire général communique au CCIR l'accord général de l'URSI sur le Vœu et le Programme d'Etudes du CCIR, ainsi que les commentaires explicatifs figurant à l'Annexe ;

2) que la Commission inter-Unions de physique solaire-terrestre du CIUS effectue les études et prenne éventuellement les dispositions nécessaires pour la création d'un Service international solaire-terrestre qui serait chargé, notamment, de fournir les directives scientifiques nécessaires pour les réseaux d'observations ionosphériques ; que, en attendant la création de ce Service, le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre continue de grouper les membres consultatifs appropriés, et que ces recommandations soient portées à la connaissance du CCIR et des Comités Nationaux de l'URSI.

Annexe

1. Relativement au point 1 du Vœu 22 (Oslo 1966) du CCIR :

a) L'URSI considère l'ionosonde comme un outil important du point de vue scientifique et estime dès lors que les mesures effectuées par le réseau existant peuvent contribuer sérieusement à l'amélioration continue des connaissances

scientifiques sur l'ionosphère · elle note en outre que des groupes scientifiques nombreux utilisent les résultats des stations effectuant des sondages réguliers pour leurs recherches sur l'atmosphère supérieure, y compris les études de l'ionosphère par le haut.

b) L'URSI approuve et appuie le fait que les Centres mondiaux de données soient le mécanisme qui permet de rendre accessibles à la communauté des scientifiques et techniciens intéressés les résultats des observations systématiques de l'ionosphère.

2. Relativement au point de vue 2 du Vœu 22 (Oslo 1966) et au point 1 du Programme d'Etudes 2A/VI (Oslo 1966) du CCIR :

a) L'URSI accueille avec satisfaction l'étude requise par la Question 2/VI du CCIR, portant sur la distribution optimale des stations d'observation pour les prévisions ionosphériques à long terme et les études synoptiques à court terme.

b) L'URSI organisera, sous les auspices de son Comité pour la physique solaire-terrestre, une étude complémentaire tendant à déterminer la meilleure répartition à donner aux stations qui effectuent des sondages systématiques à la verticale et en oblique pour des fins scientifiques, et émettra, si possible, son appréciation sur les besoins du CCIR dans ce domaine, y compris la cartographie ionosphérique ; les résultats de cette étude seront communiqués en temps opportun au CCIR.

3. Relativement au point 4 du Vœu 22 (Oslo 1966) du CCIR

a) L'URSI attire l'attention des groupes s'occupant activement du dépouillement des données des sondages par le haut sur le Vœu du CCIR, et les invite à continuer de communiquer leurs résultats aux Centres mondiaux de données, si possible sous une forme appropriée au problème de la prévision ionosphérique.

4. Relativement au point 2 du Programme d'Etudes 2A/VI (Oslo 1966) du CCIR :

a) L'URSI souhaite que l'étude citée en 2. *b*) ci-dessus englobe un examen de ce Programme d'Etudes du CCIR, ainsi que des commentaires quant à la possibilité d'appliquer aux travaux de cartographie numérique de l'ionosphère les résultats des sondages réguliers sous incidence oblique et par le haut.

RECOMMANDATION III.2.

Observations pour les indices ionosphérique et solaire.

L'URSI, *notant* que sa Commission III approuve le Vœu 23 (Oslo 1966) du CCIR, *recommande* instamment :

1) que les neuf stations d'observation ionosphérique suivantes, établies de longue date, poursuivent leurs activités en vue de l'établissement de l'indice I_{F2} :

Canberra	Delhi	Slough
Churchill	Godley Head	Tokyo
College	Huancayo	Washington

tout en estimant que d'éventuels légers changements d'emplacement, par exemple ne dépassant pas 50 km aux latitudes moyennes, ne pourraient invalider les résultats utilisés pour l'établissement de l'indice I_{F2} ;

2) que le National Research Council, Ottawa, Canada, poursuive indéfiniment ses mesures du flux de bruit radioélectrique solaire sur 10,7 cm, étant donné que celles-ci représentent la seule base pour l'établissement d'un indice solaire valable pour toutes les disciplines scientifiques et techniques intéressées ;

3) que le Secrétaire général de l'URSI communique le texte de la présente recommandation au CCIR et aux organismes intéressés, ainsi qu'à leurs Comités Nationaux de l'URSI.

RECOMMANDATION III.3.

Propagation par guidage au-dessus du maximum d'ionisation de la région F.

L'URSI, *considérant* que le CCIR a préparé un rapport scientifique provisoire à ce sujet (Rapport 341, Oslo 1966) et adopté une Question (Question 5/VI, Oslo 1966) qui a été renvoyée à la Commission III de l'URSI, *recommande* que, pour préparer la réponse de l'URSI à cette Question, le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre forme un petit groupe de travail permanent dont le mandat est donné dans l'Annexe à la présente recommandation.

Annexe

Le mandat ci-dessous est suggéré pour le Groupe de travail sur le Guidage au-dessus du maximum d'ionisation :

a) examiner la Question 5/VI du CCIR relative à la propagation par guidage au-dessus du maximum d'ionisation de la région F, réviser et mettre à jour le contenu scientifique du Rapport 341 (Oslo 1966) et inciter et encourager la poursuite des travaux dans le domaine des problèmes soulevés ;

b) étudier toutes autres questions relatives à l'ionosphère supérieure qui pourraient être renvoyées au Groupe de travail par la Commission III, le Comité pour la physique solaire-terrestre ou le Comité exécutif de l'URSI ;

c) faire rapport au Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre, au cours de la réunion des AISC à Londres en 1967, et ultérieurement si nécessaire, de manière à pouvoir présenter en temps opportun au CCIR les rapports appropriés, aux fins d'examens par la Commission d'Etudes VI du CCIR ;

d) présenter à la Commission III, à titre d'information, au cours de la XVI^e Assemblée générale, un rapport de mise au point sur cette question. Il est suggéré que le Groupe de travail comprenne : M. W.R. Piggott (président), M. du Castel (secrétaire) et le Dr Chapman, et qu'il se mette en contact avec tous les chercheurs actifs dans ce domaine.

RECOMMANDATION III.4.

Nature physique des couches E sporadiques.

L'URSI, *considérant* que le CCIR a soumis à l'URSI (Commission III) le Programme d'Etudes 4A/VI (Oslo 1966) sur la prévision des couches E sporadiques, *recommande :*

1) que les commentaires formulés dans l'Annexe soient diffusés, dans l'espoir qu'ils attireront une attention accrue sur le problème de la base physique et de la prévision des couches E sporadiques ;

2) que le Dr Whitehead soit invité à établir, en se fondant sur la littérature scientifique et technique, de brefs rapports de synthèse sur la nature physique des couches E sporadiques, ainsi que sur toutes applications possibles au problème de la prévision ;

3) que l'Annexe et les rapports cités en (1) et (2) soient communiqués au CCIR comme contributions de l'URSI, en temps opportun pour les réunions de la Commission d'Etudes VI.

Annexe

a) L'URSI a patronné avec le COSPAR un colloque scientifique (Vienne, mai 1966) consacré aux cisaillements de vents dans la région E et à d'autres sujets essentiels pour la meilleure compréhension des mécanismes physiques donnant lieu à des couches E sporadiques [1] ;

b) D'autres réunions scientifiques consacrées aux problèmes de l'ionisation sporadique de la région E ont été organisées récemment, notamment la conférence d'Estes Park (Etats-Unis) en 1965 récemment publiée [2], de même que la parution sous forme de livre d'un recueil d'articles détaillés [3], et d'autres activités de ce genre sont projetées ;

c) Le mécanisme (ou les mécanismes) physique(s) à l'origine des couches E sporadiques constituent un sujet courant qui soulève un intérêt considérable dans les milieux scientifiques ; l'importance pratique de ce sujet pour les télécommunications doit stimuler les chercheurs à concentrer leur attention sur cet aspect de la physique ionosphérique et de l'aéronomie ;

d) Le système de prévision des couches E sporadiques, requis par le CCIR, est le développement important et logique des études scientifiques fondamentales et d'ailleurs

[1] Space Research, Vol. VII, Part I (North Holland, 1967).
[2] BOWHILL, ed., *Radio Science*, 1, n° 2, fév. 1966.
[3] MATSUSHITA and SMITH : *Ionospheric Sporadic E* (Pergamon Press 1962).

le degré d'efficacité de tout système de prévision réside dans la vérification finale de la compréhension des mécanismes physiques donnant naissance aux couches E sporadiques.

RECOMMANDATION III.5.

Répartition et emplacement des stations de sondage ionosphérique.

L'URSI, *considérant* que, dans sa Question 2/VI (Oslo 1966), le CCIR demande que soit étudiée la question de savoir quels sont les programmes mondiaux d'observations ionosphériques les plus favorables pour les prévisions à long terme et les études synoptiques à court terme, *recommande*

que le Comité de l'URSI pour la physique solaire- terrestre effectue une étude complémentaire en vue de déterminer la répartition et l'emplacement des stations de sondage ionosphérique sous incidence verticale et sous incidence oblique, les plus favorables aux études scientifiques. Le mandat figure à l'Annexe de la présente recommandation.

Annexe

Il est suggéré d'ajouter les points suivants au mandat du Groupe de travail chargé de cette étude :

a) Tenir compte des besoins qui se manifestent dans les études scientifiques aussi bien du point de vue des données de sondage proprement dites, que du point de vue des données de sondage exploitées en conjonction avec les données d'expériences à partir du sol et d'expériences spatiales.

b) Des commentaires substantiels seront également fournis, si possible, au sujet du Vœu 23 (Oslo 1966) et du Programme d'Etudes 2A/VI (Oslo 1966) du CCIR.

c) Des rapports provisoires seront fournis pour juillet 1967, et ultérieurement, en temps opportun pour les réunions de la Commission d'Etudes VI du CCIR.

d) Un rapport de mise au point sera communiqué, pour information, à la Commission III de l'URSI au cours de la XVI^e Assemblée générale.

e) Il est suggéré de confier à M. W.R. PIGGOTT, membre consultatif pour les sondages verticaux, la présidence de ce groupe qui comprendrait les représentants des principaux organismes scientifiques faisant usage des données de sondages, et de solliciter les avis des chercheurs intéressés travaillant dans les domaines des études radioélectriques, de la géophysique et des recherches spatiales.

RECOMMANDATION III.6.

Ionosphère de référence.

L'URSI, *considérant* que le COSPAR et certains autres organismes ont manifesté quelque intérêt pour un projet de compilation d'une ionosphère de référence, analogue à la compilation publiée par le COSPAR sous le titre « Atmosphères de référence », *recommande :*

1) que le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre établisse un Groupe de travail pour juger de la nécessité de définir une ionosphère de référence ainsi que des possibilités de cette compilation à partir des connaissances actuelles, le Groupe de travail ayant le mandat figurant dans l'annexe, et

2) que, sur la base de cette étude et en consultation avec le COSPAR, le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre décide de l'opportunité d'entreprendre ce projet en association avec le COSPAR.

Annexe

Mandat et suggestions :

a) Prendre en considération l'avis de la Commission III de l'URSI, selon lequel une ionosphère de référence serait utile à plusieurs titres, mais que, à défaut d'une compilation détaillée tenant compte, aux altitudes de la région F par exemple, des variations diurnes, géographiques, géomagnétiques, saisonnières, selon le cycle solaire et autres, elle pourrait être interprétée de façon erronée par les chercheurs n'étant pas parfaitement au courant de ces questions très complexes.

b) Prendre en considération l'avis de la Commission III de l'URSI, selon lequel cette compilation représenterait un projet d'intérêt majeur, qui devrait tenir compte de la profusion de données de sondages à partir du sol, s'ajoutant aux données provenant d'expériences spatiales, ainsi que des autres compilations internationales telles que celles produites par le CCIR.

c) Il est prévu que le Groupe de travail prenne contact à ce sujet avec les Groupes de travail II et IV du COSPAR, ainsi qu'avec le Président du Groupe de travail international VI/3 du CCIR.

d) Il est suggéré que le Groupe de travail comprenne MM. BOWHILL, J.W. KING, J.W. WRIGHT, CARPENTER, CHAPMAN et EVANS, que M. BOWHILL réunisse ce Groupe et sollicite la participation, par correspondance, de tous les chercheurs intéressés.

e) Le Groupe de travail est également invité à présenter pour information à la Commission III un rapport de mise au point au cours de la XVI^e Assemblée générale.

RECOMMANDATION III.7.

Groupe de travail sur le dépouillement des données sur les vents ionosphériques.

L'URSI, *notant* qu'il est nécessaire que les spécialistes en la matière poursuivent la discussion sur le dépouillement des données sur les vents obtenues au moyen des différentes méthodes (D1 à D4), *recommande*

que le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre constitue un petit Groupe de travail permanent, avec mission d'étudier les problèmes de l'analyse et de l'interprétation, y compris les points mentionnés dans l'Annexe, et de formuler des recommandations à ce sujet.

Annexe

Mandat du Groupe de travail sur les vents :

a) Etudier de manière approfondie les différentes méthodes d'analyse des données, pour la méthode D1 en particulier, de façon à pouvoir donner aux stations des conseils sur l'efficacité relative de ces méthodes. Ce faisant, il conviendra de tenir compte de l'emplacement de la station et de ses disponibilités.

b) Comparer l'utilité des méthodes D1, D2, D3 et D4, et établir les besoins ainsi que les méthodes les meilleures de dépouillement et de présentation des données pour permettre la comparaison des résultats.

c) Examiner la question de la sélection et du rejet des données, pour être à même de formuler des conseils, lorsque cela est nécessaire, sur les critères les meilleurs à observer.

d) Déterminer, pour chacune des différentes méthodes, le minimum de données susceptibles de fournir une mesure valable des vents ionosphériques.

e) Déterminer quel est le réseau minimal de stations et quelles méthodes il convient d'appliquer pour obtenir un tableau synoptique mondial des vents, en tenant compte de l'importance de la distribution en fonction de l'altitude.

f) Réviser et rédiger à nouveau les manuels d'instructions pour les différentes méthodes d'observations de vents, de manière à ce que chacune de ces méthodes puisse être appliquée facilement par les opérateurs.

g) Il est suggéré que le Groupe de travail comprenne MM. WRIGHT (président), KUSHNEREVSKY, PFISTER, PIGOTT, RAWER, SPIZZICHINO et SPRENGER. Les autres chercheurs intéressés seront invités à fournir leurs contributions par correspondance.

RECOMMANDATION III.8.

Colloque sur les vents ionosphériques.

L'URSI, *notant* que l'interprétation et l'analyse des différentes méthodes de mesure des vents doit faire l'objet de discussions scientifiques plus approfondies, *recommande* l'organisation en automne 1967, éventuellement en association avec l'Assemblée générale de l'UGGI, d'un Colloque sur la signification physique des données sur les vents ionosphériques, au cours duquel une attention particulière serait consacrée à l'analyse synoptique.

RECOMMANDATION III.9.

Nomenclature pour les sondages ionosphériques par le haut.

L'URSI, *notant* l'avis de sa Commission III, *recommande*, pour l'interprétation des sondages ionosphériques par le haut, l'adoption et l'application de la nomenclature, des définitions et procédure décrits en Annexe, considérant que ceux-ci sont en conformité avec les recommandations de l'URSI relatives aux sondages à partir du sol, données dans « URSI Handbook of Ionogram Interpretation and Reduction », par Piggott et Rawer (Elsevier 1961).

Annexe

La nomenclature et la procédure ci-dessous se fondent sur les expériences décrites dans le rapport DRTE 9511-40 (R) du Groupe canadien ayant la charge des satellites Alouette. Celui-ci a approuvé certaines modifications tendant à les rendre conformes aux méthodes employées pour les sondages ionosphériques à partir du sol. Ces modifications ne seront pas appliquées aux données analysées avant la diffusion du présent document.

1. — *Nomenclature*

d' — profondeur virtuelle de la trace de l'écho en-dessous du satellite.

fN — fréquence de la flèche de plasma qui se produit pour $X = 1$.

f_oS — fréquence de la trace de réflexion de l'onde ordinaire ($X = 1$) au niveau du satellite.

f_xS — fréquence de la trace de réflexion de l'onde extraordinaire ($X = 1 - Y$) au niveau du satellite.

f_zS — fréquence de la trace de réflexion de l'onde z ($X = 1 + Y$) au niveau du satellite.

f_zI — fréquence à laquelle la trace de réflexion de l'onde z tend vers un retard infini [$X = (1 - Y^2)/(1 - Y^2_L)$].

fT — fréquence de la flèche observée à la limite de la propagation transversale ($X = 1 - Y^2$).

fH — gyrofréquence des électrons. Dans les tables : fréquence de la flèche à la gyrofréquence des électrons.

$n f$H — fréquence de la flèche du n^e harmonique de la gyrofréquence des électrons, excepté pour $n = 1$.

fEs — fréquence maximale à laquelle une trace presque continue est observée pour Es.

hS — altitude du satellite au-dessus du niveau moyen des mers.

Lettres qualificatives :

H — (Pour emploi exclusif dans les tables fN) — lettre qualificative placée après la valeur numérique et indiquant que fN a été déduit de fT en utilisant fH.

D — lettre qualificative placée après la valeur numérique et signifiant : supérieur à la valeur numérique.

E — lettre qualificative placée après la valeur numérique et signifiant : inférieur à la valeur numérique.

J — lettre qualificative placée après la valeur numérique et indiquant que le paramètre a été déduit d'un paramètre de l'onde extraordinaire observée.

N — lettre qualificative placée après la valeur numérique et indiquant que le paramètre a été déduit d'une valeur observée de fN.

O — lettre qualificative placée après la valeur numérique et indiquant que le paramètre a été déduit d'un paramètre de l'onde ordinaire observée.

U — lettre qualificative placée après la valeur numérique et signifiant valeur incertaine.

Z — lettre qualificative placée après la valeur numérique et indiquant que le paramètre a été déduit d'un paramètre de l'onde z observée.

Emploi :

1) Les lettres qualificatives doivent être suivies d'une lettre descriptive qui indique pourquoi la qualification est faite.

2) Dans le cas où, la valeur directe étant mesurable avec la précision nécessaire, une valeur déduite aurait été néanmoins employée, la lettre qualificative doit être répétée comme lettre descriptive.

Lettres descriptives : Pour les sondages par le haut, la liste des lettres descriptives normalisée pour les sondages à partir du sol est adoptée avec, si nécessaire, adjonction d'une lettre qualificative répétée (emploi n° 2 ci-dessus).

Remarques :

— fN est la fréquence de plasma à proximité du satellite.

— fN et f_oS sont numériquement identiques dans des conditions d'observation idéales, mais décrivent des phénomènes différents.

— fT est la fréquence hybride supérieure.

Emploi de J : Si Q est la lettre descriptive appropriée, f_oS JQ signifie que f_oS a été déduit de la valeur observée de f_xS, la valeur observée n'étant pas mesurée en raison de Q. f_oSJJ signifie que f_oS a été déduit de f_xS, bien que f_oS puisse être mesuré avec la précision nécessaire.

Emploi de H : Lorsque fN est déduit de fT et fH, parce que la valeur de fN était trop basse pour pouvoir être observée directement, il faut employer fN HE. Dans les autres cas, employer la lettre descriptive appropriée indiquant que fN n'a pu être observée directement, ou bien HH s'il y a lieu.

2. — *Procédure*

Il est recommandé d'établir les ionogrammes par le haut comme suit : la fréquence doit augmenter de gauche à droite et la profondeur apparente sous le satellite du haut vers le bas, la profondeur zéro se trouvant située en haut.

RECOMMANDATION III.10.

Mesures de l'absorption ionosphérique.

L'URSI, *notant* l'expérience acquise au cours des dernières années par sa Commission III dans le domaine des différentes méthodes expérimentales permettant de mesurer l'absorption ionosphérique, *recommande :*

1) que les Comités nationaux de l'URSI encouragent la mise en service de stations supplémentaires effectuant des observations de type A1 et A3, en particulier dans les zones où ces observations ne sont pas effectuées à l'heure actuelle ;

2) que les observations de type A1 soient effectuées de préférence sur quatre fréquences (largement espacées), partout où cela est possible ;

3) que le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre se charge de publier et de diffuser les manuels d'instructions de l'AGI et des AISC pour les méthodes A1, A3 et la nouvelle méthode A4 (réflexions partielles), dans une forme appropriée à l'emploi par les opérateurs et en tenant compte des commentaires formulés en Annexe ;

4) que le Comité de l'URSI pour la physique solaire-terrestre étudie les problèmes de l'analyse et du dépouillement, comme indiqué en Annexe.

Annexe

Activités proposées :

1. En ce qui concerne la *méthode A1* (réflexion d'impulsions) :

a) étudier les effets des inégalités de l'ionosphère sur l'absorption avec déviation, en particulier à proximité de la fréquence critique, ainsi que toute méthode permettant de minimiser ces effets ;

b) étudier les problèmes de l'analyse et du dépouillement des mesures automatiques de l'amplitude, et en particulier la possibilité d'erreurs systématiques inhérentes aux méthodes manuelles.

2. En ce qui concerne la *méthode A2* (atténuation du bruit cosmique) :

a) déterminer les conditions dans lesquelles les observations A2 peuvent être utilisées pour mesurer les variations de l'absorption normale (la méthode pour l'étude des événements étant bien établie) ;

b) rassembler, comparer et faire connaître les méthodes d'étalonnage pour les observations de type A2 ;

c) étudier l'influence de l'ouverture et des lobes latéraux des antennes sur la précision de l'étalonnage et la sensibilité aux brouillages ;

d) étudier la cohérence des données pendant de longues périodes.

3. En ce qui concerne la *méthode A3* (intensité du champ d'ondes entretenues) :

a) inviter le Dr Schwentek à préparer à l'intention des opérateurs un manuel pour utilisation aux hautes fréquences ;

b) inviter le Prof. Lauter à préparer à l'intention des opérateurs un manuel pour utilisation aux très basses, aux basses et aux moyennes fréquences.

4. En ce qui concerne la *nouvelle méthode A4* (réflexions partielles) :

a) inviter le Dr Belrose à préparer un texte donnant la description de l'équipement pour mesurer les réflexions partielles, sous une forme qui en permettra l'utilisation par les chercheurs ne possédant pas d'expérience dans ce domaine ;

b) inviter le Dr Belrose à préparer à l'intention des opérateurs et sous une forme qui leur sera accessible, un manuel comprenant des instructions détaillées relatives au dépouillement.

RECOMMANDATION III.11.

Mesure des vents ionosphériques.

L'URSI, *considérant* que sa Commission III a constaté (i) de sérieuses lacunes dans l'étude synoptique des phénomènes de vents dans l'ionosphère, (ii) une pénurie des renseignements relatifs aux relations entre les données obtenues au moyen de méthodes ou techniques différentes et les données obtenues au moyen d'une seule méthode de mesure des vents, (iii) un développement considérable des méthodes spatiales à l'efficacité desquelles les données synoptiques peuvent contribuer, *recommande :*

1) que, pour l'analyse des vents mesurés par la méthode D1, toutes les stations appliquent la « méthode des évanouissements similaires », en tant que méthode d'analyse fondamentale et simple qui leur permettra de comparer leurs données ;

2) que les stations qui observent les vents dans l'ionosphère soient encouragées à appliquer des méthodes plus élaborées de dépouillement des résultats aux fins de vérification et de comparaison ;

3) que, en Amérique du Nord et dans l'hémisphère sud, un nombre accru de stations appliquent les méthodes radioélectriques à partir du sol ;

4) que la comparaison des différentes méthodes de mesure des vents soit encouragée par des programmes d'observation à long terme réalisés par une même station ;

5) que les stations conservent leurs données sous leur forme originale ainsi que les paramètres expérimentaux nécessaires, ce qui permettrait une nouvelle analyse éventuelle au moyen de méthodes nouvelles.

Commission IV (et sous-commission IV*a*)

MAGNÉTOSPHÈRE

Perturbations radioélectriques d'origine terrestre

PAR

J. DELLOUE et M. GARNIER
Président *Vice-Président*
de la Commission IV du CNFRS

Quelques jours avant la XV^e Assemblée Générale de Munich, un Symposium sur la Physique des Relations Soleil-Terre s'est tenu à Belgrade sous l'égide de l'U.R.S.I. et en association avec l'U.G.G.I., l'U.A.I. et le C.O.S.P.A.R. Au cours de ce Symposium, nombre de problèmes concernant la magnétosphère ont été abordés et il en est résulté quelques inconvénients pour les séances scientifiques de la Commission IV : les personnes n'ayant pas assisté au Symposium ont pu trouver que divers problèmes n'avaient été qu'incomplètement traités, voire laissés de côté, et, par contre, celles qui a avaient participé ont remarqué des redites.

Par ailleurs, sur le plan matériel, l'écartèlement entre Belgrade et Munich a prolongé sans grande nécessité la durée globale de l'ensemble des réunions pour les membres de la Commission IV et exigé un déplacement en cours de travail, suivi de plusieurs jours sans réunions à Munich, en raison de l'avance prise par la Commission IV sur les autres Commissions. Il ne semble pas souhaitable qu'une telle opération se répète dans le futur. Des réunions coordonnées entre grandes organisations internationales sont évidemment nécessaires mais elles ne devraient pas influencer le déroulement normal des réunions propres à chaque organisation.

La Commission IV - IV*a* a tenu sept réunions dont deux en commun avec la Commission III. Une réunion spéciale, commune à toutes les Commissions de l'U.R.S.I. a été consacrée à une présentation résumée des résultats du Symposium de Belgrade, dont il est rendu compte par ailleurs (comité U.R.S.I.-C.I.G.).

1. Séances sur les atmosphériques

Deux séances ont été consacrées à ce sujet qui constitue la majeure partie des préoccupations de la Sous-Commission IV*a*.

Dans un rapport très détaillé, E.T. PIERCE a passé en revue les progrès effectués depuis 1963 dans l'étude de l'atmosphérique engendré par un éclair d'orage [1]. Une avance particulière est à noter dans l'étude du spectre des atmosphériques : lorsque la fréquence augmente dans la bande TBF (3 à 30 kHz), l'amplitude des impulsions émises décroît mais le nombre d'impulsions par éclair croît. Au-dessous de 10 kHz, l'amplitude varie inversement proportionnellement à la fréquence [2] bien que des écarts notables par rapport à cette loi aient été observés [3].

L'étude des atmosphériques lointains a permis d'estimer les effets de la propagation : les résultats nouveaux ne modifient pas les idées antérieures. La variation avec la distance des caractéristiques des atmosphériques, associée à la détermination de l'azimut de la source, est une méthode puissante de localisation des orages [4, 5, 6]. Le nombre des décharges sur l'ensemble de la surface du globe est estimé à 120 par seconde [7].

Les observations en satellite sont cohérentes avec celles effectuées au sol, compte tenu des effets de la transmission à travers l'ionosphère. On peut détecter les zones orageuses à partir d'un satellite en opérant sur une fréquence supérieure à 100 MHz, mais cela n'est possible que dans une zone dont le diamètre est de l'ordre de la centaine de kilomètres autour de la zone orageuse [8].

Des atmosphériques de nature inhabituelle sont créés par les tornades [9, 10] et les explosions nucléaires [11, 12].

Enfin les études théoriques sur les atmosphériques sont, dans le domaine des TBF, en bon accord avec les observations.

F. HORNER a présenté une synthèse très complète des récents progrès dans l'analyse du bruit atmosphérique et de son effet sur les radiocommunications [13]. Les paramètres qui ont été particulièrement étudiés sont l'intensité, l'amplitude à court terme, et la relation entre le bruit intégré et les caractéristiques de la source.

Les mesures d'intensité effectuées montrent des écarts de quelques décibels par rapport aux données publiées par le C.C.I.R. [14], en particulier pour les stations océaniques situées à grande distance des sources d'atmosphériques [15]. Les récentes expérimentations ont permis d'améliorer les connaissances relatives au bruit dans les régions polaires [16, 17, 18] : il semble que les atmosphériques ne peuvent être la cause principale du bruit aux basses fréquences et aux hautes latitudes. Une étude du bruit à la fois aux basses et aux moyennes fréquences pendant le dernier cycle solaire [19] a montré que son intensité était minimale lors du maximum d'activité solaire et inversement. Les conditions de propagation variant de façon à accroître le niveau de bruit pendant le maximum solaire, on doit conclure à une diminution de l'activité atmosphérique pendant cette période. Beaucoup d'enregistrements dans le domaine des ondes longues — habituellement à 27 kHz — destinés primitivement à l'étude des variations ionosphériques et de l'influence des taches solaires sont maintenant obtenus à l'aide d'instruments calibrés en amplitude. Les résultats sont disponibles pour l'établissement d'une carte de distribution du bruit.

Plusieurs analyses théoriques de modèles idéalisés de bruit ont été poursuivies [20, 21] afin d'expliquer la forme des distributions de l'amplitude. Un accord satisfaisant avec les résultats expérimentaux a été obtenu.

Les données relatives à des atmosphériques, fournies par les compteurs d'éclairs, ont été comparés aux orages locaux [22]. Le bruit en basse fréquence est proportionnel au nombre de décharges orageuses lorsque celles-ci sont nombreuses et proches [23, 24]. Dans la gamme des fréquences moyennes, les valeurs mesurées sont souvent très inférieures aux valeurs attendues pour les orages locaux. On a suggéré que les récepteurs de bruits classiques, à cause de leur dynamique limitée, enregistrent mal les orages proches et sous-estiment la puissance de bruit [24].

Enfin des évaluations du bruit atmosphérique dans l'espace, basées soit sur les intensités mesurées au sol [25] soit sur le nombre et les propriétés des décharges individuelles [26], ont été faites.

Il n'existe pratiquement pas de travaux sur l'application des données sur le bruit à des problèmes pratiques de brouillage. Une meilleure compréhension de l'origine et des caractéristiques du bruit est nécessaire sur le plan scientifique mais il n'apparait pas clairement si cette étude est justifiée du point de vue des communications et sous quelle forme elle devrait alors être conduite.

2. Session sur les sifflements radio-électriques

L'exposé très fourni de R. RIVAULT [27] a passé en revue les importants progrès accomplis dans le domaine des sifflements radioélectriques depuis 1963.

Les enregistrements synoptiques qui, depuis 1957, s'étendent sur plus d'un demi-cycle solaire, ont été utilisés pour établir des relations entre l'occurrence du phénomène à diverses latitudes et les activités solaire et magnétique. Surtout nocturne lors des maximums, l'occurrence augmente aux moyennes et basses latitudes en fin d'après-midi et au début de matinée lors des minimums [28]. Ce résultat pourrait s'expliquer en partie par la diminution de l'absorption au niveau de la région *D* lors du minimum solaire. La comparaison entre l'occurrence des sifflements et la diffusion ionosphérique aux basses et moyennes latitudes permet de mettre en évidence une nette corrélation entre ces deux phénomènes qui peut s'interpréter par l'existence d'irrégularités alignées le long des lignes de force du champ terrestre [29].

Plusieurs méthodes, basées sur la réception des sifflements [30, 31] ou des signaux rayonnés par des émetteurs à ondes longues [32, 33, 34], ont été employées pour connaître les caractéristiques des trajectoires suivies par l'énergie et pour en préciser les variations.

L'analyse d'un grand nombre de « knee-whistlers » enregistrés dans l'Antarctique a permis de découvrir la « plasmapause » [35, 36] et d'en étudier l'évolution diurne : c'est une frontière, sous contrôle direct

du champ magnétique terrestre, qui sépare la magnétosphère en deux régions, l'une intérieure, où la concentration électronique est de l'ordre de 100 électrons par centimètre cube, l'autre extérieure, où elle ne dépasse pas quelques unités. La distance équatoriale de cette discontinuité est fonction de l'activité magnétique : elle est de l'ordre de 7 R_E pour $K_p = 0$ à 1 et de 4 R_E pour $K_p = 2$ à 4. Cette transition a été décelée par des mesures faites au sol à des longitudes diverses [37, 38] et en satellite [39, 40].

Enfin de nouveaux types de sifflements, pouvant s'interpréter par une propagation en partie transverse ont été reçus à bord de satellites. Ce sont les sifflements protoniques ou ioniques dont les caractéristiques dépendent de la gyrofréquence des ions présents dans le plasma environnant, et les sifflements subprotonosphériques dont l'énergie se propage par réflexions successives entre la base de l'ionosphère et une région située à environ 1 000 km d'altitude. Ces sifflements ont suscité de nombreuses études théoriques [41, 42, 43, 44] et on peut espérer tirer de ces résultats une meilleure connaissance de la composition ionique de la magnétosphère.

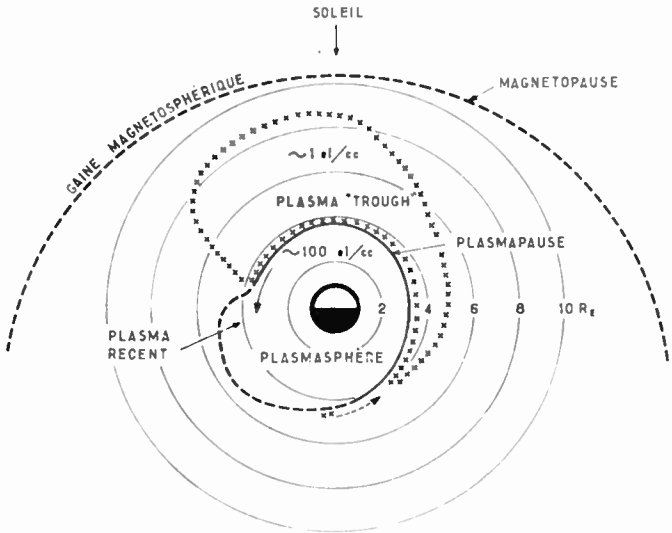


FIG. 1 — Schéma de la section équatoriale de la magnétosphère, montrant la distribution des électrons "thermiques", et en particulier la plasmapause.

R_E rayon de la terre

Le "plasma trough" ou plasma synclinal est une région où la densité électronique est particulièrement faible.

(d'après D.L. CARPENTER, *J. Geoph. Res.* 1966, *71*, p. 707).

Au cours de la discussion suivant cet exposé, différentes contributions ont été apportées au tracé de rayons dans la magnétosphère [45, 46]. BAUER a, d'autre part, mentionné que les résultats obtenus à l'aide des satellites IMP 1 et IMP 2 n'avaient pas permis la mise en évidence de la « plasmapause » mais qu'une légère indication pouvait peut-être en être trouvée dans les mesures de température électronique.

3. Session sur les bruits T.B.F. et E.B.F. et les micropulsations

Un premier exposé [47], par R.A. HELLIWELL, a traité des bruits T.B.F., que l'on classe encore actuellement d'après leur forme spectrale et qui se répartissent en deux grandes catégories. La première est celle des émissions discrètes, de durée limitée et de faible largeur de bande, composée d'individus indépendants ou répétés à intervalles réguliers (émissions périodiques) ou encore apparaissant par bouffées à l'intérieur desquelles une périodicité existe (émissions quasi périodiques). La seconde classe est celle des émissions diffuses (ou souffles) dont on peut distinguer trois types de caractères différents : le souffle auroral, le souffle de latitude moyenne, le chœur des régions polaires.

Les émissions périodiques sont dues à l'émission stimulée de chaque élément par l'écho « doublebond » de l'élément précédent propagé dans le mode des sifflements, et non à des interactions provoquées par des particules piégées. La région d'émission a un temps de relaxation de l'ordre de quelques secondes. L'emploi de signaux artificiels a montré que le milieu magnétosphérique se prête continuellement à la stimulation d'émissions et qu'une excitation de durée minimale est nécessaire [48].

Les émissions quasi périodiques ou pulsations de longues périodes ont des durées de l'ordre de la minute et apparaissent simultanément aux points conjugués. Elles sont attribuées à une modulation du mécanisme d'émission par les ondes hydromagnétiques responsables des micropulsations.

Le souffle de latitude moyenne, fréquemment associé à des sifflements et au chœur, a un spectre limité supérieurement vers 4 kHz. Le souffle auroral s'observe seulement dans la zone aurorale. Il est fréquemment associé aux aurores et son spectre peut s'étendre au-delà de 20 kHz. La corrélation variable qu'il présente avec l'intensité de l'absorption produite par les particules aurorales — positive pour les absorptions faibles, négatives pour les absorptions fortes — indique qu'il est engendré à des altitudes supérieures à celles où se produit l'absorption, (c'est-à-dire celles des régions D et E).

Dans la zone aurorale, au voisinage du minuit magnétique, on observe une forte corrélation entre le souffle auroral, l'aurore, l'absorption et les micropulsations de type impulsif. Au voisinage du midi magnétique, c'est l'absorption et le chœur (à 1 kHz) qui sont corrélés [49].

Les observations sur satellites et en fusées ont montré fréquemment que des phénomènes de forte intensité ne sont pas reçus au sol, que les sifflements et les émissions périodiques ne sont pas totalement guidées le long des lignes de force du champ terrestre et elles ont révélé l'existence d'un nouveau type de bruit lié au mode de propagation transverse au voisinage de la résonance hybride basse [50]. Elles ont permis enfin de relier le souffle TBF aux électrons piégés d'énergie comprise entre 10 et 40 keV [51].

Sur le plan théorique, les mécanismes de rayonnement incohérent du type cyclotron ou Čerenkov ne peuvent rendre compte des ordres de grandeur observés [52]. Le rayonnement cohérent par des paquets d'électrons piégés [53] est plus satisfaisant mais rencontre quelques difficultés que l'introduction de l'ins-

tabilité de résonance transversale semble permettre de tourner [54]. Cependant aucune explication complète des formes spectrales observées n'a été encore proposée. Enfin on a pu relier la précipitation de particules piégées à la production des émissions TBF [55].

Le second exposé de synthèse, par R. GENDRIN [56] a traité des bruits EBF et des micropulsations. En ce qui concerne les résonances de la cavité terre-ionosphère, on a pu montrer que la variation diurne de l'amplitude des résonances est liée aux positions relatives des aériens et des sources. Cependant, une forte absorption existe pour la composante Nord-Sud au milieu de l'après-midi local [57]. Grâce à l'emploi de réseaux équivalents à caractéristiques réparties, il est possible d'interpréter les résultats expérimentaux relatifs aux événements P.I.D.B., P.C.A., etc., ainsi que les effets de longitude entre le jour et la nuit [58].

La structure et la polarisation des micropulsations régulières a été étudiée. La relation $f\,T = Cte$, entre la fréquence moyenne et la période de répétition des pulsations du type *PC* 1 a été expliquée. Les relations d'opposition de phase entre deux points conjugués ont été établies expérimentalement au premier ordre. Les polarisations observées en deux points conjugués indiquent que les micropulsations se propagent en général suivant un mode unique. La propagation et l'absorption des ondes hydromagnétiques dans l'ionosphère a été étudiée théoriquement, ainsi que la propagation guidée sous le maximum de Dessler, des latitudes élevées vers les latitudes basses. Des relations entre les micropulsations régulières et d'autres phénomènes géophysiques ont été mises en évidence. En particulier l'occurrence et la fréquence des pulsations PC 3 et PC 4 de longues périodes sont liées à la position de la ceinture externe de radiations.

L'étude des micropulsations irrégulières du type I.P.D.P. et S.I.P., dont l'occurrence est liée aux aurores et aux précipitations de particules, a également progressé. Des observations simultanées en satellites, on a pu déduire une relation entre les variations du flux de particules et la rapidité d'augmentation de la fréquence des I.P.D.P. pour des latitudes correspondant à $L \simeq 5$.

Sur le plan théorique, l'analyse de divers mécanismes probables d'interaction de gyrorésonance a été poussée et des coefficients d'amplification ont été calculés pour les diverses régions de la magnétosphère [41]. La précipitation des particules liée à l'émission a été évaluée [55].

4. Séance consacrée aux effets d'explosions nucléaires sur les phénomènes de propagation

Dans une revue très complète de l'état actuel de la question, A.M. PETERSON [59] a exposé comment les explosions nucléaires aériennes peuvent créer une ionisation supplémentaire dans l'ionosphère, modifier la distribution spatiale de l'ionisation ionosphérique existante et donner naissance à des signaux radioélectriques.

L'énergie libérée par une explosion nucléaire apparaît sous forme de rayonnements nucléaire ou thermique, de souffle et d'ondes de choc. Le rayonnement nucléaire représente une faible fraction de l'énergie totale et varie très peu avec l'altitude. Le rayonnement thermique X est de loin le plus important à haute altitude. Au contraire, ce sont le rayonnement lumineux et les effets de souffle et d'ondes de choc qui dominent à basse altitude [60].

La production d'ionisation pour des explosions à haute altitude peut affecter des zones très étendues, soit en vue directe [61], soit par guidage le long des lignes de force du champ terrestre jusque dans la zone conjuguée du rayonnement corpusculaire produit [62], soit par désintégration des débris radioactifs qui diffusent dans la haute atmosphère [63]. Pour les explosions à basse altitude, la boule de feu produite s'élève rapidement : lorsqu'elle dépasse une vingtaine de kilomètres, le rayonnement γ et les neutrons peuvent ioniser des zones relativement étendues. L'augmentation de la densité électronique peut se manifester par un accroissement d'absorption et un changement de phase des ondes HF [64], par une avance de phase des ondes TBF [65], par une variation des fréquences de résonance de la cavité terre-ionosphère en ondes UBF [66].

Les ondes de choc engendrées par l'explosion se transforment en ondes acoustiques et en ondes de gravité qui modulent la densité de l'atmosphère neutre [67]. L'interaction de cette dernière avec les particules ionisées, en présence du champ terrestre, affecte la distribution de la densité électronique dans l'ionosphère [68].

Les signaux radioélectriques produits sont de deux types : une impulsion électromagnétique de grande amplitude et de courte durée au moment de l'explosion [69], un bruit du type synchrotron de faible amplitude et de longue durée, engendré par le rayonnement particulaire piégé par le champ terrestre [70].

Cet exposé s'appuyait sur une liste de références choisies, parmi lesquelles il faut particulièrement noter un article de E.T. PIERCE [60] et une bibliographie étendue [71].

5. Vie administrative de la Commission

La Sous-Commission IV*a* a été dissoute ; une nouvelle Commission (VIII) a été créée, dont les attributions seront sensiblement celles de la Sous-Commission IV*a*. Les sifflements radioélectriques en tant que phénomènes de propagation sont du domaine de la Commission IV, l'éclair est du ressort de la Commission VIII. Lorsque les relations entre éclairs et sifflements sont en cause, les deux Commissions doivent tenir une réunion commune.

La Commission IV a recommandé que l'U.R.S.I. participe au Symposium sur la Physique de la Magnétosphère organisé par la N.A.S.A. à Washington en 1968 et que soit ajoutée à la liste des sujets traités l'interaction entre ondes et particules.

La Sous-Commission sur les Observations Synoptiques des sifflements radioélectriques a été reconduite pour trois ans, mais elle sera désormais rattachée au Comité de l'U.R.S.I. pour la Physique des Relations

Soleil-Terre. Cette Sous-Commission a émis un certain nombre de recommandations qui figurent en annexe.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PIERCE E.T. — Atmospherics : their characteristics at the source and propagation. Progress in Radio Science, 1963-1966, p. 987.

[2] KIMPARA A. — Problems of Atmospheric and Space electricity Elsevier, 1965, p. 332.

[3] HORNER F., BRADLEY P.A. — *J. Atmos. Terr. Ph.*, 1964, **26**, p. 1155.

[4] KOHL D.A. — *J. Geophys. Res.* 1964, **69**, p. 4184.

[5] SAO K. — *J. Atmos. Terr. Ph.*, 1962, **24**, p. 993.

[6] CROOM D.L. — *J. Atmos. Terr. Ph.*, 1965, **27**, p. 101.

[7] VOLLAND H., HEYDT G. — *J. Atmos. Terr. Ph.*, 1964, **26**, p. 780.

[8] U.S. Weather — Bureau Meteorological Satellite Laboratory Report n° 13, 1962.

[9] JONES H.L. — Weatherwise 1965, **18**, p. 78.

[10] SILBERG P.A. — *P. IEEE*, 1965, **53**, p. 1197.

[11] PIERCE E.T. — *P. IEEE*, 1965, **53**, p. 1994.

[12] SOLLFREY W. — *P. IEEE*, 1965, **53**, p. 2035.

[13] HORNER F. — Atmospheric Noise and its Influence on Communications. Progress in Radio Science, 1963-1966, p. 1112.

[14] Rapport 322 du C.C.I.R., U.I.T., 1964.

[15] TERINA G.I. — *Geomagnetism and Aeronomy*, 1965, **5**, p. 557.

[16] HERMAN R. — Arctic communications. Agardograph 78, Pergamon Press, 1964, p. 127.

[17] JORGENSEN T.S. — *Radio Science*, 1965, **69D**, p. 1239.

[18] WHITSON. — Propagation of Radio waves at frequencies below 300 Kc/s. Agardograph 74. Pergamon Press 1964, p. 169.

[19] LIKHTER Y.I. — En cours de publication.

[20] NAKAI T. — *Proc. Res. Inst. Atmospheric Nagoya Univ.* 1964, **11**, p. 19. — 1965, **12**, p. 1. — 1966, **13**, p. 23.

[21] BECKMAN P. — *Radio Science*, 1964, **68D**, p. 723.

[22] HORNER F., BRADLEY P.A. — *J. Atmos. Terr. Ph.*, 1964, **26**, p. 1155.

[23] HIGASHIMURA M. — *J. Radio Research Lab.* (Japan) 1964, **57**, p. 295.

[24] HORNER F. — En cours de publication.

[25] OELBERMANN E.S. — *IEEE International Convention Record*, 1964, Part. 6., p. 331.

[26] HORNER F. — *Planet. Space Sci.*, 1965, **13**, p. 1137.

[27] RIVAULT R. — Les sifflements radioélectriques. Progress in Radio Science 1963-1966, p. 1042.

[28] CORCUFF Y., CORCUFF P., TIXIER M. — *CRAS* 1966, **263**, p. 263.

[29] TIXIER M. — *CRAS* 1964, **258**, p. 290.

[30] DELLOUE J., GARNIER M. — *CRAS* 1963, **257**, p. 1327.

[31] DELLOUE J., GARNIER M. — *CRAS* 1966, **263**, p. 417.

[32] ALLCOCK GMck, NEILL FAMc. — *J. Geophys. Res.*, 1966, **71**, p. 2285.

[33] DELLOUE J., GARNIER M., de COMARMOND J.M. — *CRAS*, 1965, **260**, p. 6169.

[34] DELLOUE J., GARNIER M. — *CRAS*, 1965, **260**, p. 6423.

[35] CARPENTER D.L. — *J. Geophys. Res.*, 1963, **68**, p. 1675.

[36] CARPENTER D.L., SMITH R.L. — *Rewiev of Geophysics*, 1964, **2**, p. 415.

[37] CORCUFF Y. — Thèse de Doctorat d'Etat, Poitiers, 1965.

[38] CORCUFF Y., DELAROCHE M. — *CRAS*, 1964, **258**, p. 650.

[39] SHARP G.N. — *J. Geophys. Res.*, 1966, **71**, p. 1345.

[40] TAYLOR G.R., BRINTON H.C., SMITH C.R. — Am. Geoph. Union Meeting, April 1965.

[41] GENDRIN R. — Exposé au Colloque de l'ESRO sur la magnétosphère Stockholm, 16 nov. 1965.

[42] BRICE N.M., SMITH R.L. — *J. Geophys. Res.*, 1965, **70**, p. 71.

[43] SMITH J. — J. *Geophys. Res.*, 1965, **70**, p. 53.

[44] SMITH R.L. — *J. Geophys. Res.*, 1964, **69**, p. 5019.

[45] SMITH R.L. — Stanford University, Intervention orale.

[46] SHAWHAN S.D. — University of Iowa. Intervention orale.

[47] HELLIWELL R.A. — Whistlers and related ionospheric phenomena, Progress in Radio Science 1963-1966, p. 1073.

[48] HELLIWELL R.A., BRICE N.M. — *J. Geophys. Res.*, 1964, **69**, p. 4704.

[49] MOROZUMI H.M. — *Report Iono. and Space Res. in Japan*, 1967, **19**, p. 286.

[50] BRICE N.M., SMITH R.L. — *Nature*, 1964, **203**, p. 926.

[51] GURNETT D.A., O'BRIEN B.J. — *J. Geophys. Res.*, 1964, **69**, p. 65.

[52] LIEMOHN H.B. — *Radio Science*, 1965, **69D**, p. 741.

[53] DOWDEN R.L. — *J. Geophys. Res.*, 1962, **67**, p. 1745.

[54] BELL T.F., BUNEMAN O. — *Phys. Rev.*, 1964. **133**, p. 1300.

[55] KENNEL C.F., PETSCHEK H.E. — *J. Geophys. Res.*, 1966, **71**, p. 1.

[56] GENDRIN R. — E.L.F. and Micropulsations. Progress in Radio Science, 1963-1966, p. 1097.

[57] ETCHETO J., GENDRIN R. — Ann. Géoph., 1967 (à paraître).

[58] MADDEN J., THOMSON N. — *Rev. Geoph.*, 1965, **3** (2), p. 211.

[59] PETERSON A.M. — The effects of nuclear explosions on radio propagation phenomena. Progress in Radio Science 1963-1966, p. 1126.

[60] PIERCE E.T. — *Proc. IEEE*, 1965, **53**, p. 1994.

[61] LATTER R., LE LEVIER R.E. — *J. Geophys. Res.*, 1963, **68**, p. 1643.

[62] CRAIN C.M., TAMARKIN P. — *J. Geophys. Res.*, 1961, **66**, p. 35.

[63] HILL F.L. — *The Radio and Electronic Engineer*, 1965, **30**, p. 89.

[64] CRAIN C.M., BOOKER H.G. — *J. Geophys. Res.*, 1963, **69**, p. 2159.

[65] JEAN A.G., CROMBIE D.D. — *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 1963, *NS* **10**, p. 242.

[66] BALSER M., WAGNER C.A. — *J. Geophys. Res.*, 1963, **68**, p. 4119.

[67] DONN W.L., EWING M. — *J. Geophys. Res.*, 1962, **67**, p. 1855.

[68] LEPECHINSKY D., DAVOUST C. — *CRAS*, 1959, **248**, p. 1203.

[69] KOMPANEETS A.S. — *Soviet Phys JETP*, 1958, **35**, p. 1538.

[70] PETERSON A.M., HOVER G.L. — In « Radiation trapped in the earth's magnetic field » (D. REIDEL Publishing Co 1966).

[71] PIERCE E.T., FICKLING M.S., SMITH N.A. — Bibliography of non-classified litterature relating to the global ionospheric effects of nuclear explosions Stanford Research Institute, 1965.

ANNEXE

La Sous-Commission sur les observations synoptiques des sifflements radioélectriques recommande :

Recommandation **1** *: Mesures de bruit aux TBF et UBF.*

Il est recommandé que les observations de bruit TBF et UBF soient conduites dans toute la mesure du possible en accord avec les procédures définies par la Sous-Commission et qui seront publiées dans le bulletin de l'U.R.S.I.

Recommandation 2 : Techniques d'enregistrement et de dépouillement.

Il est recommandé que les chercheurs qui étudient les sifflements radioélectriques et les émissions dans les domaines TBF et UBF soient invités à publier le détail de leurs techniques d'enregistrement et de dépouillement des données. Les informations techniques qui n'auront pas fait l'objet de publications devront être transmises aux Centres Mondiaux de données par l'intermédiaire du Président de la Sous-Commission.

Recommandation 3 : Calibration d'amplitude des enregistreurs.

En raison de l'intérêt croissant présenté par les valeurs relatives des amplitudes des sifflements et des émissions aux différentes stations, les chercheurs sont priés de faire connaître l'étalonnage en amplitude de leurs enregistrements et de spécifier l'amplitude du bruit inhérent à leur équipement tel qu'il se manifeste sur les enregistrements.

Commission V

RADIOASTRONOMIE

MM. E.J. BLUM et J.L. STEINBERG, Président et vice-président de la Commission V du CNFRS ayant été empêchés de préparer en temps utile le compte rendu des travaux de leur Commission, nous en donnons ci-après un bref résumé.

1. Introduction

Les séances organisées par la Commission V ont été consacrées d'une part à l'exposé des nouvelles techniques utilisées en radioastronomie, et en particulier aux progrès réalisés dans le domaine des radiotélescopes, d'autre part, à une revue des principaux résultats scientifiques obtenus en radioastronomie solaire, interplanétaire, galactique et extragalactique, principalement vus sous l'angle de l'apport des méthodes radioélectriques aux recherches en astronomie, l'ensemble des résultats récents obtenus en astronomie devant être présenté à la XIII^e Assemblée générale de l'Union astronomique internationale (Prague, août 1967). Par ailleurs, une séance commune avec la Commission II était consacrée à l'étude des surfaces et atmosphères planétaires au moyen d'ondes radioélectriques (radio-astronomie et radarastronomie).

Le président W.N. CHRISTIANSEN (Australie) ayant demandé que son mandat ne soit pas renouvelé, E.J. BLUM a été élu Président de la Commission pour la période 1966-1969, et C.A. MULLER (Pays-Bas) Vice-président. La commission a réélu à leurs fonctions les deux secrétaires : pour la langue française J.L. STEINBERG et pour la langue anglaise J.W. FINDLAY (EUA), ce dernier étant, en outre, chargé de préparer les comptes rendus des séances de la Commission. Au cours des séances administratives, la Commission a examiné les travaux des sous-Commissions et groupes de travail permanents et pris à ce sujet deux résolutions qu'on pourra lire en annexe ainsi que les deux recommandations élaborées respectivement au sujet du programme des séances et des attributions de fréquences.

2. Radiotélescopes

Deux séances ont été consacrées à des exposés de synthèse sur les principes des radiotélescopes actuellement réalisés ou en étude, et, au cours d'une autre séance, ont été passées en revue les caractéristiques des radiotélescopes récemment mis en service.

La première séance concernait les radiotélescopes à antenne unique. Elle comportait d'abord un exposé historique et synthétique de F.G. SMITH [1] passant en revue les dimensions, la précision des surfaces, les moyens de pointage, les systèmes d'alimentation, puis les exposés de J.W. FINDLAY sur les radiotélescopes à antennes paraboliques [2], de A. BOISCHOT sur ceux utilisant des réflecteurs d'ouverture non circulaire [3] et de W.E. GORDON sur l'utilisation de réflecteurs sphériques [4].

La seconde séance, consacrée aux radiotélescopes à système d'antennes, comprenait un exposé général de M. RYLE sur la synthèse des antennes [5], puis des exposés de J. HOGBOM sur la synthèse au moyen d'éléments fixes d'une antenne tournant à la vitesse de rotation de la terre [6], de R.N. BRACEWELL sur l'espacement optimal des éléments en fonction de leur nombre et du système de combinaison [7], de G.W. SWENSON sur les réseaux à corrélation [8].

3. Techniques radio-électriques

Deux séances ont été consacrées à des exposés de synthèse et des contributions concernant les diverses techniques utilisées en radio-astronomie E.J. BLUM a traité les problèmes de formation des images, du point de vue de la théorie de l'information, et les problèmes liés aux perturbations atmosphériques, à la stabilité de phase, et aux antennes à sorties multiples [9]. Les problèmes de stabilité de phase dans les équipements électroniques associés aux antennes à sorties multiples ont été également exposés par R. AITCHISON [10] ; S. WEINREB [11] et J.G. DAVIES [12] ont examiné les problèmes de traitement des données numériques, et en particulier la possibilité d'utiliser des calculateurs « en temps réel ».

Les mesures de polarisation ont été exposées par C.A. MULLER [13]. Plusieurs exposés ont été consacrés à l'étalonnage de la puissance des signaux reçus et aux mesures absolues de la densité de flux de puissance reçue du soleil par W.J. MEDD [14], H. TANAKA [15] et A. KRUGER [16].

4. Radio-astronomie solaire et interplanétaire

Au cours d'une séance consacrée à la radio-astronomie solaire, ont été notamment présentés un exposé de synthèse très complet sur les radiospectrographes solaires par J.P. WILD [18] et différentes contributions concernant des spectrographes. La fin de la séance a été consacrée à un exposé de synthèse de A. HEWISH sur les méthodes radio-électriques d'observations interplanétaires [20].

5. Radio-astronomie galactique et extra-galactique

F.J. KERR a présenté [21] un compte rendu du colloque U.A.I.-U.R.S.I. qui s'est tenu à NOORDWIJK (Pays-Bas) du 25 août au 1er septembre 1966, juste avant l'Assemblée générale de l'U.R.S.I., et qui était consacré à l'étude de la galaxie par radio-astronomie. Les sujets traités à ce colloque étaient les nuages interstellaires, la répartition et les mouvements du gaz interstellaire, les émissions radio-électriques et les champs magnétiques de la galaxie.

Une séance a été consacrée à la radio-astronomie extragalactique, et A.T. MOFFETT a présenté un exposé de synthèse [22] couvrant l'ensemble du sujet, en particulier les émissions continues et les émissions de raies dans les galaxies normales, les sources discrètes et intenses que sont les radio-galaxies et les radio-sources quasi stellaires, et le rayonnement cosmique de base. Un assez grand nombre de contributions sur des sujets particuliers ont été présentées à la suite de cet exposé.

6. Observations planétaires

Une séance commune avec la Commission II était consacrée à l'observation des surfaces et atmosphères planétaires par radio-astronomie et radar-astronomie, ce qui avait été l'objet d'un colloque organisé par l'U.A.I. et l'U.R.S.I. à Puerto Rico en mai 1965 [26]. Deux exposés de synthèse étaient consacrés l'un à l'étude des planètes par radiométrie par C.H. MAYER [23] qui a présenté les résultats les plus récents obtenus sur les températures de Mercure, Vénus, Mars, Jupiter, et Uranus, l'autre aux études par radar, par G.H. PETTENGILL ; ces études concernent Mercure, Vénus et Mars, elles ont donné lieu à une abondante discussion, et seront vraisemblablement amplifiées dans le proche futur. Plusieurs courtes contributions ont été présentées à la suite de cet exposé [24, 25].

BIBLIOGRAPHIE

Dans « Progress in Radio Science 1963-1966 »

[1] Radio telescopes. F.G. SMITH (1187).

[2] Large parabolic radio astronomy antennas, J.W. FINDLAY (1198)

[3] Noncircular aperture antennas. A. BOISCHOT (1205)

[4] Spherical reflectors in radio telescopes W.E. GORDON (1212).

[5] Aerial synthesis, M. RYLE (1221).

[6] Earth rotation synthesis using fixed antennas, J.A. HOGBOM (1230).

[7] Optimum spacings for radio tleescopes with unfilled apertures, R.N. BRACEWELL (1237).

[8] The correlator array, G.W. SWENSON (1244).

[9] Formation d'images, stabilité de phase, radio télescopes à sorties multiples. E.J. BLUM (1271).

[10] Stability of electronic equipment, R. AITCHISON (1280).

[11] Applications of on-line computers in radio astronomy, S. WEINREB (1284).

[12] Observing techniques with on-line-computer control. J.S. DAVIES (1291).

[13] Polarization measurements in radio astronomy, C.A. MULLER (1293).

[14] The absolute calibration of signal intensities, W.J. MEDD (1301).

[15] The absolute calibration of the flux density of solar radio emission, H. TANAKA and T. KAKINUMA (1314).

[16] The present state of absolute flux density spectra in the cm — and dm — region, A. KRUGER (1325).

[17] Two dimensional aperture synthesis in lunar radar astronomy, J.H. THOMSON and J.E.B. PONSONBY (1342).

[18] Radio spectrographs for observations of the sun, J.P. WILD (1361).

[19] The electro-optic instantaneous spectrograph, T. COLE (1384).

[20] Interplanetary observations using radio techniques, A. HAWISH (1389).

[21] The Noordwijk symposium on « Radio astronomy and the Galaxy », F.J. KERR (1395)

[22] Extragalactic radio astronomy, A.T. MOFFET (1400).

[23] Radioobservations of the planets. C.H. MAYER (674).

[24] USSR-UK planetary radar experiment J.E.B. PONSONBY et J.H. THOMSON (661).

[25] Jupiter's decametric emission and the solar wind O.B. SLEE (672).

On pourra consulter également :

[26] Radio Science Special issue on planetary atmospheres and surfaces (690, **12**, déc. 1965).

ANNEXE

RÉSOLUTIONS ET RECOMMANDATIONS DE LA COMMISSION V

Résolution V.1.

La Commission V décide de dissoudre la sous-Commission V-e sur l'attribution de fréquences pour la Radio-astronomie.

Résolution V.2.

La Commission V décide d'établir un Groupe de travail sur l'étalonnage des densités du flux solaire, avec le Prof H. Tanaka comme président.

Recommandation V.1.

L'U.R.S.I. considérant :

a) que l'Union a pour objectif de « développer, sur des bases internationales, les études scientifiques se rapportant à la radio-électricité »,

b) que, dans le domaine de la radio-astronomie, l'Assemblée Générale représente le moyen le plus efficace et le plus opportun pour les échanges de vues à l'échelle internationale, et

c) que le développement des études est fortement influencé par les activités antérieures et en cours :

recommande que les séances organisées par la Commission V et l'U.R.S.I. au cours des Assemblées Générales comprennent :

(*i*) des séances où seront présentées les communications scientifiques ayant trait à des travaux originaux en radio-astronomie (et radarastronomie) ;

(*ii*) des séances où il sera fait état des techniques et équipements particuliers à la radio-astronomie, ou bien susceptibles de contribuer à son développement,

(*iii*) des séances où seront présentés les rapports de synthèse préparés par des chercheurs faisant autorité dans le domaine et où le temps nécessaire sera prévu pour la discussion, et

(*iv*) des séances où seront examinées les questions administratives de la Commission.

Recommandation V.2.

Attribution de fréquences pour la Radio-astronomie.

L'U.R.S.I., notant que sa Commission V

a) appuie et encourage les activités de l'I.U.C.A.F. tendant à solliciter et à assurer une amélioration de l'attribution des fréquences pour le service de radio-astronomie et

b) attire l'attention sur le fait :

(*i*) que la série des bandes de fréquences pour l'observation du continuum des ondes radioélectriques cosmiques est très incomplète, aucune bande n'étant attribuée de façon définitive et à échelle mondiale entre les bandes allant de 37,75-38,25 MHz à 1420-1427 MHz, et

(*ii*) que les observations effectuées récemment ont fait ressortir la nécessité d'améliorer la protection des fréquences naturelles du radical OH,

recommande que l'I.U.C.A.F. :

1. poursuive ses efforts en vue d'obtenir une amélioration de la protection à l'échelle mondiale des bandes de fréquences pour l'observation du continuum des ondes radio-électriques cosmiques et plus particulièrement, de la bande 322-329 MHz également nécessaire pour l'observation de la raie naturelle du Deutérium,

2. appuie l'avis 314 - 1 du C.C.I.R. (Oslo 1966) concernant la protection des fréquences pour les observations de la rai naturelle du radical OH, et

3. continue d étudier la nécessité d'étendre la protection des bandes de fréquence pour l'obervation de la raie naturelle du radical OH de façon à inclure les bandes appropriées à environ 1612,2 MHz et 1720,5 MHz.

Commission VI

ONDES ET CIRCUITS

PAR E. ROUBINE

Président de la Commission VI du CNFRS

M. BOUIX, R. GENDRIN, J. LOCHARD et M. THUÉ

1. Introduction

Les domaines de la Commission VI et de la Commission VII sont constitués par des sujets de base qu'on peut raisonnablement considérer comme utiles aux autres Commissions. Le fait que la première s'intéresse aux questions théoriques et la seconde au milieu physique et aux composants est un critère de partage commode.

C'est pourquoi il a semblé plus logique de réserver la microélectronique à la Commission VII.

Il est de tradition que trois grands thèmes — dont les liens sont évidents — soient ceux de la Commission VI : la propagation des ondes électromagnétiques dans des milieux théoriques (envisagée macroscopiquement), la théorie des circuits et la théorie de l'information.

Une session sur la propagation des ondes dans les milieux non ionisés a commencé par un exposé du Pr MEINKE sur le calcul numérique de l'effet de certains types d'obstacles sur les ondes dans les guides. Il s'est agi, en fait, de la projection commentée d'un dessin animé non inintéressant mais quelque peu longuet. Puis un très brillant exposé sur certains problèmes de diffraction a été fait par le Pr KELLER. Notre collègue M. BOUIX en rendra compte.

Deux séances ont été consacrées à la propagation dans les milieux ionisés ; elles ont été suivies par les membres des commissions III et IV, qui étudient le plasma ionosphérique et magnétosphérique, et c'est R. GENDRIN qui en a fait le compte rendu.

En ce qui concerne les circuits, on parlera peu ici d'une séance consacrée aux circuits linéaires. Une autre a été réservée aux circuits non linéaires où, notamment, le Pr BLAQUIÈRE avait été invité à présenter une communication. Son compte rendu ne nous étant pas parvenu, M. THUÉ a résumé ces séances.

Enfin, le Général LOCHARD a bien voulu résumer de difficiles questions exposées lors d'une demi-journée sur la théorie de l'information.

Sur le plan administratif, peu de changement, puisque F.L. STUMPERS a été réélu Président de la Commission, ainsi que les trois vice-présidents, parmi

lesquels H.M. BARLOW a été désigné comme premier vice-président (destiné à accéder à la présidence en 1969) ; il sera assisté de K.M. SIEGEL et V.I. SIFOROV.

2. Antennes

Voici maintenant quelques réflexions sur la session consacrée aux antennes. Celle-ci a été plutôt décevante pour un spécialiste. Le choix des thèmes était cependant bon.

Il y a une vingtaine d'années, parmi les grands problèmes, celui des impédances d'entrée et de couplage dominait. On ne parlait plus guère des réseaux sur lesquels on considérait que tout avait été dit. Puis vint l'époque des synthèses d'ouvertures. Enfin, la radioastronomie, les radars modernes et l'ère spatiale provoquèrent le développement des très grandes antennes et une remise au goût du jour des réseaux. Particulièrement originales, utilisant la théorie du signal et de l'information, se développèrent les antennes dites à traitement de signal. L'objectif visé était un accroissement des performances au delà des limitations classiques. Le but peut être atteint dès qu'on ne se borne plus à considérer qu'une antenne s'arrête à ses bornes.

Le thème des grandes antennes et des nouveaux réseaux a été développé par HANSEN [1] celui des antennes à traitement de signal par MATTHEWS [2] Ce dernier mit l'accent sur les divers aspects que peut prendre le problème de l'optimisation avec des critères de signal et de bruit qui diffèrent suivant l'application qui est envisagée : télécommunications, radar, radioastronomie. On peut ainsi porter son attention sur la discrimination angulaire, le transfert d'information ou la fidélité de reproduction du champ. MATTHEWS a analysé plus particulièrement les extensions de la notion de fonction d'ambiguïté et la transmission de l'information spatiale à travers une ouverture.

Parmi les communications supplémentaires, on signalera celle de Madame ALEXEEVA [3]. Elle concerne une méthode de synthèse de réseaux, réguliers ou non, dont le diagramme est représenté par une intégrale de contour dans le plan complexe d'une fonction méromorphe dont les pôles et leurs résidus permettent de déduire les positions des éléments du réseau et la loi d'excitation.

3. Application de la théorie de l'information

Deux communications importantes sur la théorie de l'information et ses applications ont été faites à la XV^e Assemblée Générale de l'URSI.

L'une, par V.I. SIFOROV est une revue bibliographique coordonnée d'un ensemble de travaux russes et américains sur la théorie de l'information et la théorie du codage [4].

L'autre, par A.V. BALAKRISHNAN se réfère plus particulièrement à ses travaux personnels ou à ceux de son école, et met surtout en évidence des méthodes de formulation assez générales appliquées à des problèmes de choix des formes des signaux à émettre par la source [5]. Ces problèmes n'ont, le plus souvent, reçu que des solutions très partielles, mais l'intérêt de l'exposé réside surtout dans le fait que les méthodes sont susceptibles d'applications dans un grand nombre de cas concrets analogues.

3.1. REVUE DE TRAVAUX SUR LES THÉORIES DE L'INFORMATION ET DU CODAGE

3.1.1. *Quantité d'information*

KOLMOGOROV a proposé une nouvelle définition généralisée de la quantité d'information s'appuyant sur la théorie des fonctions récurrentes (1).

3.1.2. *Propriétés des voies réelles*

Les chercheurs de l'école de SIFOROV se sont intéressés à la détermination des capacités des voies soumises à différentes contraintes ou conditions, ou plus exactement peut-être, de voies représentées par des modèles mathématiques encore idéalement fixés mais se rapprochant des voies réelles plus que ne le faisait la voie initialement considérée par SHANNON (10 à 25).

On sait que SIFOROV s'est, depuis plusieurs années, attaché à la détermination de la capacité des voies dont les caractéristiques varient dans le temps, malheureusement familières aux radioélectriciens.

Rappelons que, dans ses travaux antérieurs, SIFOROV a conclu qu'avec une telle voie, la meilleure capacité utile était obtenue en affectant une partie de la largeur de bande disponible à la mesure permanente des caractéristiques de la voie. Ceci permet, au moins dans une certaine mesure, de compenser ces variations, par exemple en affectant le signal émis d'une contre-distorsion préalable qui compense aussi exactement que possible la distorsion qu'il subira dans la voie. On définit la largeur de bande requise pour la voie auxiliaire de mesure en considérant la largeur de spectre des fréquences des paramètres fonction du temps qui décrivent les propriétés variables de la voie. Ainsi la capacité utile finale d'une telle voie correspond à sa largeur de bande, diminuée de la largeur du spectre paramétrique.

En outre, différents travaux ont été effectués concernant l'entropie de certaines sources soit continues (ou « analogiques »), soit discrètes. SIFOROV a calculé, en particulier, la capacité d'une voie de radiocommunication spatiale dans le cas où un émetteur de puissance constante s'éloigne de la Terre d'un mouvement uniforme (10). Si la voie travaille dans certaines conditions optimales, la capacité est inversement proportionnelle au produit de la vitesse par la distance. Comme toujours en théorie de l'information de tels résultats ne doivent être appliqués qu'avec la plus extrême prudence lorsque l'on ne connaît pas très exactement les définitions adoptées pour les paramètres en cause, et les hypothèses faites.

3.1.3. *Codes optimaux*

De nouveaux résultats ont été obtenus aux Etats-Unis pour l'estimation des bornes inférieure et supé-

rieure de la probabilité d'erreur pour les codes optimaux (2 à 5).

3.1.4. *Codes correcteurs d'erreurs*

On a calculé aux Etats-Unis des bornes supérieures serrant de plus près le nombre d'erreurs corrigées en fonction de la longueur des mots d'un code à correction d'erreurs. Dans ces travaux sur le codage, on retrouve des spécialistes connus comme DOBRUSHIN, ELIAS, GALLAGER, SHANNON (6 à 9).

3.1.5. *Codage et décodage*

Des chercheurs russes et américains comme DOBRUSHIN et WOZENCRAFT ont continué à étudier des algorithmes de codage et de décodage et ont calculé, dans différents cas, les bornes du nombre d'opérations de codage nécessaires, ainsi que les capacités des dispositifs de mémoire et de calcul, souvent difficiles à déterminer. Ce sont ces capacités de mémoire et de calcul qui limitent l'application de la plupart des algorithmes de codage et de décodage, sauf au moins dans le cas des codes cycliques où les opérations sont particulièrement simples (26 à 35).

3.1.6. *Protection contre les erreurs de synchronisation*

Pendant la dernière période de trois ans, on a commencé à étudier spécialement le problème de la conception de codes protégeant contre les erreurs produites par les insertions d'éléments de signal étrangers, ou au contraire, par les suppressions d'éléments utiles, qui résultent des désynchronisations. L'étude de codes spéciaux commencée en URSS, puis aux Etats-Unis, permet d'envisager la correction directe de telles erreurs qui autrement font apparaître pendant toute la durée de la désynchronisation un paquet d'erreurs tellement long qu'il excède la capacité de correction des codes correcteurs plus classiques (36 à 41).

3.1.7. *Bibliographie du paragraphe* 3.1.

(1) KOLMOGOROV A.N. — Three approaches to definition of information, *Problems of Information Transmission*, *1*, 1, 3-12 (1965).

(2) MAO SHI SUN. — Asymptotic of Optimum error probability for information transmission over a memoryless channel with low transmission rate. *Prob-Theory and its Applications 10*, 1, 167-175 (1965).

(3) GALLAGER R.G. — A simple derivation of the coding theorem and some applications. *IEEE Trans*, *IT-11*, 1, 3-18 (1965).

(4) SHANNON C.E., GALLAGER R.G., BERLEKAMP E.R. — Lower bounds to error probability for coding on discrete memoryless channels (manuscript).

(5) RATNER M.E. — Asymptotic of Optimum error probability for information transmission over a continuous symmetric memoryless channel with erasure. *Problems of Cybernetics*, v.13, 115-130 (1965).

(6) JOHNSON S.M. — Improved asymptotic bounds for error-correct ing codes. *IEEE. Trans. IT-9*, 3, 198-205 (1963).

(7) BASSALYGO L.A. — New upper bounds for error-correcting codes. *Problems of Information Transmission*, *1*, 4, 41-44 (1965).

(8) KOSHELEV V.N. — On some properties of great length random group codes. *Problems of Information Transmission*, *1*, 4, 45-48 (1965).

(9) GALLAGER R.C. — Low density parity check codes M.I.T. Press, (1963).

(10) SIFOROV V. I. — On the maximum information from a removing source. Trans. USSR Acad. of Sciences, *Technical Cybernetics*, 4, 80-83 (1963).

(11) OVSEEVICH I.A. — Channel capacity of multiway system Collection : *Problems of Information Transmission*, *v.* 14, 43-58 (1963).

(12) TSYBAKOV B.S. — Capacity of a vector Gaussian memoryless channel. *Problems of Information Transmission*, *1*, 1, 26-40 (1965).

(13) PRELOV V.V. — Asymptotic capacity of some communication channels. *Problems of Information Transmission*, *2*, 1, 14-29 (1966).

(14) GALLAGER R.G. — Channel capacity and coding for additive Gaussian noise channels with power and frequency constraints. IEEE Intern. Symposium of Inform. Theory, Los Angelos, 1966 (report).

(15) COSTAS J.P. — Information capacity of fading channels under conditions of intense interference. *Pros. IEEE 51*, 3, 451-460 (1963).

(16) VARSHAMOV R.R. — Mathematical methods of improving the reliability of real communication systems. Trans. USSR Acad. of Sciences, *Technical Cybernetics*, 4, 53-58 (1964).

(17) PINSKER M.S. — Gaussian sources. Collection : *Problems of Information Transmission*, *v.* 14, 59-100 (1963).

(18) GOBLICK T.J., Jr. — Theoretical limitations of the transmission of data from analog sources. *IEEE Trans.*, *IT-11*, 4, 558-567 (1965).

(19) GOBLICK T.J., HOLSINGER I.L. — On the gap between theory and practice in analog source digitization. *IEEE Intern.* Sumposium on Inform. Theory, Los Angelos, 1963 (report).

(20) Mc DONALD R.A., SCHULTHEISS R.M. — Information rates of Gaussian signals under criteria constraining the error spectrum. *Proc. IEEE*, *52*, 4, 415-416 (1964).

(21) PINSKER M.S. — Computation of the rate of generating information by stationary random processes and computation of the capacity of stationary channel, *Proc. USSR Acad. of Sciences*, *111*, 4, 753-756 (1956).

(22) TSYBAKOV B.S. — The comparative efficiency of the optimum linear and nonlinear codings of the analogue messages. Trans USSR Acad. of Sciences, *Technical Cybernetics*, 4, 42-62 (1964).

(23) LINKOV Yu. N. — Calculation of random variable E-entropy at low E. *Problems of Information Transmission*, *1*, 2, 18-26 (1965).

(24) GERRISH A.M., SCHULTHEISS M.P. — Information rates of non-Gaussian processes. *IEEE Trans. IT-10*, 4, 265-271 (1964).

(25) LIBKIND L.M. — E-entropy of discrete message sources. *Problems of Information Transmission*, *1*, 3, 48-55 (1965).

(26) WOZENCRAFT J.M., JACOBS I.M. — Principles of Communication engineering. New York, Wiley (1965).

(27) MASSEY J.L. — Threshold decoding. *M.I.T. Press*, Cambridge, Mass. (1963).

(28) DOBRUSHIN R.L. — On the sequential decoding by Wozencraft-Reiffen method. *Problems of Cybernetics*, *v.* 12, 113-124 (1964).

(29) WOZENCRAFT J.M., REIFFEN B. — Sequential decoding. *M.I.T. Press and J. Willey*, New York, London (1961).

(30) SAVAGE I.E. — The distribution of the sequential decoding computation time. *IEEE Intern. Symposium on Inform. Theory*, Los Angelos, 1966 (report).

(31) BUSSGANG J.J. — Some properties of binary convolutional code generators. *IEEE Trans. IT-11*, 1, 90-100 (1965).

(32) PINSKER M.S. — On the complexity of decoding. *Problems of Information Transmission*, *1*, 1, 113-1137 (1965).

(33) ZIV J. — Further results on the asymptotic complexity of iterative coding scheme. *IEEE Intern. Symposium on Inform. Theory*, Los Angelos, 1966 (report).

(34) KOLESNIK V.D., MIRONCHIKOV E.T. — Some cyclic codes and decoding scheme with the majority of checks, *Problems of Information Transmission*, *1*, 2, 3-17 (1965).

(35) MASSEY J.L. — Uniform codes. *IEEE Intern. Symposium on Inform. Theoav*, Los Angelos, 1966 (report).

(36) LEVENSTEIN V.I. — Binary codes for correcting deletions and insertions symbol. *Problems of Information Transmission*, *1*, 1, 12-25 (1965).

(37) LEVENSTEIN V.I. — Binary codes with correcting deletion, insertion and substitution symbols. *Proc. USSR Acad. of Sciences*. 163, 845-848 (1965).

(38) EASTMAN W.L. — On construction of comma-free codes. *IEEE Trans. IT-11*, 2, 263-267 (1965).

(39) GILBERT E.N. — Cyclically permutable error-correcting codes. *IEEE. Trans. IT-9*, 3, 175-182 (1963).

(40) STIFFLER J.J. — Comma-free error-correcting codes. *IEEE Trans. IT-11*, 1, 107-112 (1965).

(41) TSYBAKOV B.S. — On asynchronous channels with synchro-symbol. *Problems of Information Transmission*, *2*, 1, 27-35, (1966).

3.2. TRAVAUX DE BALAKRISHNAN ET DE SON ÉCOLE SUR LE CHOIX DES FORMES DE SIGNAUX ET L'AUTO-ADAPTATION

3.2.1 *Choix a priori des formes de signaux*

Les théories asymptotiques de SHANNON ne peuvent aider à déterminer les formes de signal susceptibles de résoudre des problèmes de communication particuliers.

Dans la réalité les signaux sont de durées pratiquement finies et surtout d'énergie limitée. On peut supposer que l'on sait dans tous les cas concevoir un récepteur considéré comme le meilleur à un certain point de vue, et chercher à déterminer le meilleur signal à employer dans des conditions de réception très largement définies. BALAKRISHNAN pose le problème pour un récepteur assurant en modulation d'amplitude une détection cohérente, le signal reçu étant affecté d'un bruit Laplacien N, le signal émis S pouvant prendre pendant l'intervalle de temps T l'une de M formes d'égales énergies exprimées linéairement en fonction de n formes données $e_k(t)$:

$$S_i(t) = \sum_{k=1}^{n} a_{ik} e_k(t) \qquad i = 1, 2 \ldots M \ .$$

Le choix a priori des $e_k(t)$ permet d'exprimer diverses contraintes telles que celles de la largeur de bande.

Le bruit et les signaux S_i étant normés dans l'intervalle (O, T), on peut exprimer l'ensemble des signaux susceptibles d'être reçus après démodulation par une équation vectorielle dans un espace à n dimensions, en fonction du rapport signal sur bruit λ :

$$\vec{Y} = \lambda \vec{S} + \vec{N}$$

Le récepteur est supposé capable de décider que S_i a été émis si le produit interne

$$< Y \cdot S_j >$$

prend sa valeur maximale pour $j = i$.

La probabilité de l'erreur émise en faisant ce choix est :

$$P_e = 1 - \frac{1}{M} e^{-\frac{\lambda^2}{2}} E\{e^{\lambda \max_i \xi_i}\} \ .$$

Il est désirable de la rendre minimale. Si la solution est indépendante du rapport signal sur bruit λ, ceci équivaut à rendre maximale l'espérance :

$$E\{e^{\lambda \max_i \xi_i}\}$$

où les ξ_i sont des variables aléatoires laplaciennes de matrice de covariance :

$$\Lambda = [\lambda_{ij}] \qquad \lambda_{ij} = < S_i \cdot S_j >$$

Le choix des S_i se ramène donc à la détermination des λ_{ij}. Les solutions ont été trouvées dans certains cas :

a) Pour $n = 2$, la solution représente des polygones réguliers indépendants de λ.

b) Si n est quelconque, on trouve indépendamment de λ (1, 2, 3) :

$$\lambda_{ij} = -\frac{1}{M-1} \qquad i \neq j \ .$$

c) Pour $n = M-2$ un résultat un peu plus compliqué a été obtenu dans une thèse non publiée (4). La question de la dépendance vis-à-vis de λ n'est pas résolue dans le cas général (1). Toutes les solutions connues rendent maximales les distances minimales entre vecteurs. BALAKRISHNAN a montré que

$$\frac{\partial P_e}{\partial \lambda_{ij}} \geqslant 0 \ ,$$

ce qui exprime que la probabilité d'erreur décroit quand la distance entre deux vecteurs quelconques croit. Le problème est donc identique à un problème de détermination de corps convexes (1, 5).

Pour les grandes valeurs de M et de n, le problème se relie à la recherche par SHANNON et GALLAGER de la borne supérieure de la probabilité d'erreur (6, 7).

3.2.2. *Dispositifs auto-adaptateurs*

Les dispositifs auto-adaptateurs considérés ici tiennent compte des résultats déjà obtenus pour améliorer leur fonctionnement dans des conditions nouvelles ; ils ont une faculté d'auto-apprentissage. BALAKRISHNAN a traité trois exemples de télécommunications auto-adaptatives.

3.2.2.1. Voie binaire, modulation de phase

Le premier exemple est celui de la recherche de la puissance moyenne minimale dans le cas d'une voie binaire avec modulation de phase et détection cohérente, en présence de bruit blanc laplacien. Quelles que soient les énergies A_1^2 et A_2^2 des deux signaux élémentaires, l'erreur minimale est obtenue avec un déphasage de π entre ces deux signaux.

Si la somme $A = A_1 + A_2$ est fixée, la probabilité de détection est une fonction monotone de A, et la puissance moyenne :

$$p_1 A_1^2 + p_2 A_2^2$$

fonction des probabilités p_1 et p_2 des deux signaux sera minimale pour

$$A_1 = p_2 A \qquad \text{et} \qquad A_2 = p_1 A.$$

Mais en général p_1 et p_2 ne sont pas connus a priori. On peut alors supposer que l'on détermine une tactique pour un moment donné en se basant sur la suite S des observations portant sur les N moments précédents. Les probabilités conditionnelles des deux états par rapport à S étant $p(1/S)$ et $p(2/S)$, on a

$$A_1 = A[1 - p(1/S)] \quad A_2 = A - A_1.$$

On peut supposer que $p(S/\theta)$ est connu pour tout N en fonction d'un paramètre θ ; on peut alors écrire :

$$p(S) = \int p(S/\theta)\, \rho(\theta)\, \mathrm{d}\theta,$$

la fonction $\rho(\theta)$ étant à déterminer. On trouve pour valeur de A_1 rendant minimale la puissance moyenne :

$$A_1 = A \frac{\int p(2, S/\theta)\rho(\theta)\mathrm{d}\theta}{\int p(S/\theta)\rho(\theta)\mathrm{d}\theta}.$$

On peut préférer à cette estimation en moyenne quadratique de $p(2, S/\theta)$, dépendant du facteur arbitraire $\rho(\theta)$, une estimation habituellement différente basée sur le maximum de vraisemblance. Les différentes valeurs pouvant être ainsi déterminées peuvent coïncider asymptotiquement.

Par exemple, dans le cas où θ est la probabilité inconnue, avec $\rho(\theta) = 1$, et où S est stationnaire, on trouve par la première méthode :

$$A_1 = A \frac{\gamma + 1}{N + 2}$$

où γ est la fréquence des états 2 dans la suite S des N moments. Par la méthode du maximum de vraisemblance, on trouve :

$$A_1 = A \frac{\gamma}{N},$$

valeur peu différente de la précédente dans le cas de la voie binaire symétrique où $E\{\gamma\} = N/2$.

Remarquons que, dans la pratique, il y a intérêt à coder les informations de manière à rendre γ voisin de $N/2$ puisqu'il s'agit de l'une des conditions à remplir par le code optimal. Quand les fréquences des deux signaux élémentaires sont très inégales, ou gaspille nécessairement de la puissance disponible, et la recherche de l'économie de celle-ci par un système compliqué est d'un intérêt douteux, d'autant plus que l'observation d'un nombre limité de moments risque de donner des renseignements peu significatifs sur la suite des signaux à venir. Il n'est donc pas certain que le système auto-adaptatif soit finalement plus économe qu'un système plus classique qui doserait les puissances relatives d'après les probabilités a priori de toute la suite des signaux.

3.2.2.2. Réception multiple en impulsions codées

Le deuxième exemple de télécommunication autoadaptative concerne une réception multiple (ou «en « diversité ») par n récepteurs d'impulsions codées. Pour chaque récepteur, le signal reçu peut se représenter par :

$$f_i(t) = K_i S(t) + N_i(t) \qquad O \leqslant t \leqslant T \qquad i = 1, 2 \ldots n$$

où on peut supposer $N_i(t)$ laplacien et blanc, de densité spectrale d_i, $S(t)$ étant l'un de M signaux équiprobables de puissance constante dans (O, T). Sur l'ensemble des récepteurs, on décide que $S_k(t)$ a été émis si :

$$\int_o^T S_k(t) \sum_{i=1} \frac{K_i f_i(t)}{\mathrm{d}i} \mathrm{d}t = \max_j \int_0^T S_j(t) \sum_{i=1}^{n} \frac{K_i f_i(t)}{\mathrm{d}i} \mathrm{d}t$$

mais pour que la décision soit possible, il faut connaître les puissances relatives K_i pour chaque récepteur.

On peut donc considérer un système autoadaptatif en fonction des diverses valeurs de puissance constatées. L'estimation des K_i peut être basée sur un principe de maximum de vraisemblance. Les calculs sont assez compliqués et il n'est pas facile de les suivre dans un exposé réduit au strict minimum. On conclut que l'erreur minimale est obtenue quand le choix des signaux est tel que

$$\sum_i \sum_j < S_i, S_j > = 0$$

mais ceci correspond à une valeur maximale de l'erreur d'estimation.

Si la loi de répartition des K_i était connue à la valeur d'un paramètre près, on pourrait s'en servir pour assurer l'estimation. Mais l'auteur doute que puisse exister un modèle d'estimation qui donne une probabilité faible d'erreur pour toutes les valeurs de K_i. D'autre part l'emploi de différents modèles risque de conduire à des calculs considérables.

BALAKRISHNAN suggère finalement l'exploration de différentes autres méthodes.

3.2.2.3. Compression de données par prévision, en télémesure (9 à 12)

Le troisième cas de télécommunication auto-adaptative concerne une source de signaux continus (dits « analogiques ») $x(t)$ avec :

$$x(t) = \int_{-B}^{+B} e^{2\pi i f t} dP f(t) \ .$$

En télémesure, la plupart du temps, il n'est pas nécessaire d'échantillonner au rythme dit de Nyquist déterminé par la largeur de bande maximale de la voie. La réduction du nombre d'échantillons nécessaires pour représenter complètement l'information contenue dans $x(t)$ peut être appelée « compression des données ». Une méthode consiste à employer à l'émission un « prédicteur » qui estime la valeur à l'instant $t + \Delta$ d'après le passé antérieur à t, puis à transmettre la différence entre cette valeur et la valeur observée réellement quand cette différence dépasse un certain seuil. Le récepteur effectue une prévision analogue et la corrige d'après chaque signal reçu.

On suppose que le prédicteur n'a à tenir compte d'aucune donnée a priori sur le signal, telle que sa loi de répartition. S étant la durée de mémoire du prédicteur employant à l'instant t l'opérateur O, le signal prédit s'écrit

$$x(t + \Delta) = O[x(s) \ ; \ t - S < s < t]$$

et on choisit l'opérateur de manière à rendre minimale la moyenne :

$$\int_{t-L-\Delta}^{t-\Delta} \rho(S) C[x(s+\Delta) - x(s+\Delta)] ds$$

où ρ est une fonction de pondération, C est une fonction de coût et L la période d'apprentissage, qui sont à choisir dans chaque cas.

L'opérateur O peut être déterminé par un algorithme employant la méthode du col ou, s'il s'agit de données quantifiées, par des méthodes numériques.

Pour achever la détermination dans un cas pratique, on peut se donner un modèle de représentation du signal, tel qu'une suite stochastique temporelle. L'erreur de prédiction n'étant pas connue en fonction de S il y a lieu d'employer une approximation, asymptotique par exemple.

La transmission des données ainsi comprimées peut exiger une certaine protection contre les erreurs, car les erreurs de transmission ont des conséquences plus graves sur des données comprimées que sur des données brutes. Ainsi, le degré de compression obtenu peut n'être pas directement utilisable et devoir être partiellement réduit par une redondance surajoutée.

3.2.3. *Conclusion*

Deux remarques générales peuvent être faites sur les principes de base des travaux exposés par BALAKRISHNAN.

3.2.3.1. Critères de réception

Les décisions prises à la réception dans les très classiques télécommunications telles que la télégraphie binaire sont basées sur un échantillonnage sommaire de la suite des signaux reçus, souvent limité à un échantillon par élément de signal. Dans les modèles de BALAKRISHNAN, la décision est basée sur la valeur prise par une fonctionnelle dont la forme est évidemment suggérée par les propriétés des suites de fonctions orthogonales. La décision tenant compte de toutes les valeurs observables de chaque élément de signal prend ainsi une base plus sûre. Remarquons que ce procédé, maintenant presque classique, au moins dans la théorie, nous paraît avoir été proposé pour la première fois par Pierre DEMAN à l'Assemblée Générale de l'URSI d'il y a une quinzaine d'années.

3.2.3.2. Modèles de base de l'auto-adaptation

Il n'est pas possible de concevoir un procédé d'auto-adaptation basé sur l'observation d'un nombre limité de signaux passés si le modèle de source envisagé n'implique aucune information fournie par les signaux observés sur les signaux futurs. Comme cependant ces derniers doivent fournir des informations nouvelles, le modèle doit comprendre des probabilités conditionnelles liant les signaux successifs. On peut dire que les possibilités d'auto-adaptation sont attachées à une mesure de la redondance. On a vu d'autre part que les procédés d'auto-adaptation étudiés ne pouvaient être entièrement définis sans une connaissance a priori de la loi de répartition temporelle des signaux à recevoir. Il résulte de ces deux considérations qu'un dispositif d'auto-adaptation paraît devoir être basé sur un modèle de source décrit sous la forme d'un processus de MARKOV.

Avec un tel modèle, la partie permanente du dispositif peut être adaptée à la loi de répartition a priori des signaux, comme dans une télécommunication classique.

Le dispositif d'auto-adaptation peut alors améliorer le fonctionnement de base en tenant compte des probabilités conditionnelles du processus d'ordre N, appliquées aux résultats d'observation des N signaux précédents.

Si l'étude d'un tel modèle pouvait être menée à bien, ses résultats seraient applicables à la solution de problèmes très variés.

3.2.4. *Bibliographie du paragraphe* 3.2.

(1) BALAKRISHNAN A.V. — A contribution to the sphere-packing problem of communication theory, *Journal of Math Analysis and Applications*, 1961.

(2) BALAKRISHNAN A.V. — Signal Selection Theory for Space Communication Channels, *Advances in Communication Systems*, vol. 1, Academic Press Inc. 1965.

(3) SLEPIAN D., LANDAU H.J. — On the Optimality of the Regular Simplex Code.

(4) WEBER C.L. — Dissertation, UCLA Dept. of Engineering 1963.

(5) SCHUTTE K., VAN DER WAERDEN B.L. — Auf welcher Kugel haben 5, 6, 7, 8 oder 9 Punkte mit Mindestabend eins Platz, *Math. Ann.*, 1951.

(6) SHANNON C.E. — Probability of error for optimal codes in a Gaussian channel, *Bell System Technical Journal*, 1959, p. 611-656.

(7) GALLAGER R.G. — A simple derivation of the coding theorem and some applications. *IEEE transactions on Information Theory*, January 1965.

(8) PRICE R. — Error probabilities for adaptive multichannel reception of binary signals, *Lincoln Laboratory Report*, TR n° 258, 1962.

(9) Conference on Adaptive Aerospace Telemetry, *NASA*, Goddard Space Flight Center, Greenbelt, February 1966.

(10) BALAKRISHNAN A.V., STAMPFL R.A., KUTZ R. — Adaptive data Compression for video signals, *NASA Technical Note* D-3395, April 1966.

(11) BALAKRISHNAN A.V. — An adaptive nonlinear data predictor, Paper n° 6-5, *Proceedings of the National Telemetry Conference*, Washington D.C., 1962.

(12) DAVISSON L.D. — Theory of Adaptive Data Compression, *Advances in Communication Systems*, vol. 2, Academic Press, 1966.

3.3. MÉTHODES DE CODAGE OPTIQUE

Au cours d'une séance consacrée aux systèmes de télécommunication par satellites, l'exposé de L.J. CUTRONA [6] était consacré en réalité aux systèmes de codage optique utilisables dans une liaison de télécommunication avec une sonde spatiale évoluant dans l'espace lointain, dans laquelle on dispose d'une capacité de transmission d'information de l'ordre de 10^6 éléments binaires par seconde.

Un premier procédé de codage décrit consiste à disposer à l'émission d'un « dictionnaire » qui fournit pour chaque message possible une longue séquence binaire : le codage optique permet d'utiliser des séquences très longues et de diminuer ainsi le taux d'erreur au décodage. Le second procédé consiste à appliquer le message à une matrice contenant toutes les séquences codées possibles de longueur donnée, la matrice inverse étant utilisée au décodage.

Les procédés de codage optique ont une grande capacité de traitement de données et permettent de gagner du temps dans les opérations de codage et surtout de décodage. Le décodeur est assez encombrant mais fonctionne à terre ; le codeur serait déjà embarquable à bord d'un engin spatial.

4. Théorie des réseaux

Deux séances ont été consacrées, l'une, sous la présidence de V. BELEVITCH, aux réseaux linéaires, sujet classique mais faisant encore l'objet de nombreuses recherches, l'autre, sous la présidence de L.A. ZADEH, aux réseaux non linéaires.

4.1. RÉSEAUX LINÉAIRES

Deux exposés de synthèse avaient pour objet une revue des résultats récents et des études en cours, l'un par S. DARLINGTON [7] l'autre par J.O. SCANLAN [8] ; ils sont complétés par une contribution sur l'utilisation des calculateurs [9], sujet déjà abordé dans les exposés de synthèse. Les calculateurs permettent d'effectuer avec une précision suffisante le calcul des réseaux à fonction de transfert donnée, ils permettent d'envisager, compte tenu du temps réduit nécessité par le calcul, l'emploi de méthodes d'itération pour la détermination du filtre optimal. Parmi les sujets ayant donné lieu à d'importantes recherches récentes, citons les techniques d'adaptation à large bande, les réseaux mixtes à constantes localisées et réparties (en vue du calcul des filtres incluant des éléments de ligne), les réseaux à constantes réparties de type RC (pour la microélectronique), les réseaux linéaires à éléments variables, et les conditions de stabilité correspondantes. Certains problèmes théoriques fondamentaux restent encore non résolus : conditions nécessaires pour obtenir les fonctions impédances d'un réseau de résistances à n accès, synthèse d'un réseau de type RC à 3 accès.

4.2. RÉSEAUX NON LINÉAIRES

La séance sur les réseaux non linéaires, présidée par L. A. ZADEH, a été consacrée essentiellement à deux exposés de synthèse préparés par A. BLAQUIÈRE [10] et I.W. SANDBERG [11].

L'exposé de BLAQUIÈRE avait pour but une revue générale des progrès faits dans le domaine de la théorie des réseaux non linéaires, principalement dans le cas des réseaux à paramètres localisés (régis par des équations différentielles) mais aussi dans le cas de certains réseaux à paramètres répartis, et de réseaux mixtes (éléments non linéaires reliés par des éléments de ligne). Les conditions de stabilité ont été particulièrement examinées, ainsi que l'étude des oscillations.

L'exposé de SANDBERG était consacré à l'utilisation des techniques analytiques fonctionnelles dans l'étude des fonctions de transfert des réseaux non linéaires, et à quelques applications, en particulier les systèmes comportant une boucle de réaction simple et les systèmes contenant des résistances non linéaires.

La séance s'est terminée par une discussion au cours de laquelle ont été exposés brièvement quelques sujets plus particuliers.

5. Diffraction et diffusion dans les milieux non ionisés

Une séance, présidée par le professeur BARLOW, a été consacrée à des problèmes de propagation dans les milieux ionisés, elle a été occupée par la présentation de deux exposés de synthèse, l'un sur les champs électromagnétiques par H.H. MEINKE [12] l'autre sur les problèmes de diffraction et de diffusion par J.B. KELLER [13].

5.1. CHAMPS ÉLECTROMAGNÉTIQUES A DEUX DIMENSIONS, par H.H. MEINKE [12]

Le professeur MEINKE, Directeur de l'Institut des Techniques Hyperfréquences à la Hochschule de Munich, expose par des projections et un film (16 mm)

comment il obtient, au moyen d'une transformation conforme, les tracés des lignes de champ électrique et magnétique, du vecteur de Poynting et de l'énergie dans une structure plane. Il développe longuement ce qui se passe pour un guide d'onde rectangulaire en mode H_{01} pourvu d'un obstacle constitué par un demi-cylindre intérieur (cas 1) ou extérieur (cas 2) ; mais il indique aussi ce qui se passe dans un « coude » à parois planes d'un guide rectangulaire. Il transforme les structures par transformation conforme ; les systèmes de coordonnées ont été trouvés primitivement à la cuve électrolytique, mais ensuite par un calculateur numérique.

Dans le film qu'il projette, on voit comment varie le phénomène en fonction de la longueur d'onde ; sur le cas 2, une demi-longueur d'onde voisine du diamètre de la cavité demi-cylindrique produit la résonance. On voit la production d'une onde stationnaire presque pure du côté de l'onde incidente et d'une onde presque évanescente dans l'autre branche. La résonance s'accompagne d'un champ tournant dans la cavité. On voit bien tourner une ligne de champ électrique à mesure que le temps s'écoule.

Une critique : les formules utilisées pour les constructions n'ont pas été définies nettement ; il s'agit certainement du champ électromagnétique vrai obtenu à partir des équations de Maxwell contenant le temps et non des équations de Maxwell « harmoniques ». Mais quelques explications sur le vecteur de Poynting auraient permis de mieux se rendre compte de la représentation des ondes progressives et des ondes stationnaires. La présence et l'emplacement des points appelés par le conférencier « à champ tournant » paraissent donner des indications sur la façon dont l'onde se propage. En fait, il semblerait qu'il s'agisse plutôt de points à phase fixe ainsi qu'il l'a indiqué aussi ; on peut espérer que leur étude par cette méthode puisse permettre de résoudre le problème de structures planes compliquées.

Au cours de la discussion, KARBOWIAC fait observer que la présence de points de rotation doit permettre de reconnaître les ondes stationnaires ; BARLOW évoque une certaine analogie du phénomène avec celui de la rotation de Faraday. En réponse à une question, MEINKE indique que le calcul se complique si la structure présente des points anguleux ; BREMMER suggère qu'on puisse étudier par cette méthode les échanges entre énergies électrique et magnétique. MARCUWITZ demande s'il est possible de tirer une conclusion du sens de rotation : c'est une question à l'étude.

5.2. FORMULATION DE QUELQUES PROBLÈMES DE DIFFRACTION ET DE DIFFUSION, par J.B. KELLER [13]

5.2.1. *Formulation du problème de la diffraction*

Le problème de la diffraction est celui de la recherche des solutions de l'équation aux dérivées partielles :

$$(\Delta + k^2 n^2)u = g$$

k constante de propagation dans le vide, n indice de propagation dans le milieu considéré, g étant non nul dans un domaine fini D limité par une frontière B, avec la condition $u = 0$ sur B.

Pour que la solution soit unique, SOMMERFELD a introduit la condition de rayonnement :

$$\lim_{(r\to\infty)} r^{\frac{d-1}{2}}\left(\frac{\partial u}{\partial r} - iknu\right) = 0$$

(le facteur e^{-iut} est sous-entendu).

MAGNUS (1941) a prouvé que cette condition est suffisante, RELLICH (1945) a montré qu'elle entraîne $\lim_{(r\to\infty)} u = 0$, MIRANKER (Allemagne) puis KATO (Tokyo) EKEBE, AGMON (Jérusalem) ont étudié le cas où n est variable avec le point de l'espace, mais tend vers une constante à l'infini, le premier quand n tend très rapidement vers une constante, les suivants avec des hypothèses de plus en plus larges.

Jusque là on avait supposé $Im(k) = 0$. Une autre méthode consiste à supposer $Im(k) > 0$ mais petite. Il n'est pas nécessaire alors d'introduire une condition de rayonnement puisque u tend nécessairement vers zéro à l'infini, et même d'une manière exponentielle. Quand on a résolu le problème, on fait tendre $Im(k)$ vers zéro. Mais cette limite est-elle une solution du problème proposé ? C'est ce qu'on appelle : « *le principe de l'absorption limite* ». Les chercheurs russes ont montré qu'il en est bien ainsi, mais non directement. Ils sont partis d'une relation :

$$[\Delta + k^2 - V(x)]u = g$$

$V(x)$ étant un potentiel.

La démonstration a été faite en l'absence d'obstacle par LADYZ-HENSKAYA et PORZNER (Léningrad) et ODEH.

Par le *principe de l'amplitude limite*, consistant à étudier une solution générale lorsque le temps augmente indéfiniment pour qu'elle soit débarrassée des termes transitoires, on a aussi montré qu'on obtient à la limite la solution satisfaisant à la condition de radiation, mais toujours en l'absence d'obstacle ; les chercheurs qui ont étudié cette question sont MORAWETZ (New York), BUCHAL (U.S.), MORAWETZ-LAX et PHILIPPS, et il semble qu'on peut espérer montrer l'équivalence même dans le cas de la présence d'obstacles.

5.2.2. *La diffraction*

La diffraction par un obstacle a été introduite par les physiciens sous la forme suivante :

Si u_{inc} est « l'onde » incidente et u_{scat} l'onde diffractée, la solution est :

$$u = u_{inc} + u_{scat}$$

et à grande distance on a :

$$u_{scat} \simeq f(\theta, \varphi)\frac{e^{ikr}}{r} .$$

Les physiciens posent : $f(\theta,\varphi) = Su_{inc}$, S étant un opérateur.

Si V désigne l'obstacle, le problème direct consiste à déterminer S connaissant V ; mais le *problème inverse* de la détermination de l'obstacle V connaissant S est aussi extrêmement important.

On a fait de grands progrès pour ce problème inverse en mécanique quantique, mais peu en électromagnétisme. Citons les travaux de GELFAND et LEVITAN, KOLM et JOST, KAY et MOSES, FADEEYEV, AGRONOVICH et MARCENTO.

Si étant donné une source s et un obstacle V, on mesure les champs tout autour de l'objet, on obtient $f(\theta, \varphi)$.

Vue d'un point M, la surface apparente de l'obstacle est proportionnelle à la courbure G au « point brillant », si on étudie optiquement le problème.

Peut-on alors, connaissant $f(\theta,\varphi)$, déterminer la forme de l'obstacle ? Certainement pas, car le procédé n'apprend rien sur le côté non illuminé.

Si on prend deux sources situées de part et d'autre de l'obstacle, le problème inverse est possible, mais très difficile ; on peut arriver pratiquement à un résultat :

1) si l'obstacle est à deux dimensions, car le problème dépend alors d'une équation différentielle,

2) si l'obstacle est de révolution.

Dans le cas où on utilise un radar (dispositif monostatique), il faut le faire tourner tout autour de l'obstacle.

Si on fait un calcul par la formule de Kirchhoff, on a quelque chose d'analogue à une intégrale de Fourier :

$$u_{scat} = \int_B f(\theta,\varphi)\,\frac{e^{ikr}}{r}\ .$$

Si on connaît u_{scat} on peut trouver la forme, mais il existe encore de grosses difficultés car actuellement un radar ne permet pas de déterminer correctement la phase de l'onde réfléchie, mais seulement l'amplitude.

En mécanique quantique, en fait, on fait des mesures à un grand nombre de fréquences ; peut-être pourrait-on faire quelque chose d'analogue avec un radar.

GABOR a traité le problème direct ; à partir d'un diagramme à trois dimensions, il détermine la forme.

Mais jusqu'ici les sources ne sont pas assez cohérentes pour le problème inverse ; on peut espérer faire mieux avec le laser.

2.3. La transformation de Watson

C'est en pratique la clef des problèmes de diffraction.

Ainsi pour une sphère, on peut écrire :

$$u(r,\theta) \simeq \sum_n P_n(\cos\theta)\,\frac{H_n^{(1)}(kr)}{H_n^{(1)}(ka)}$$

$$\simeq \int \frac{P_\nu(\sin\theta)\ H_\nu^{(1)}(kr)}{\sin\nu\pi\quad H_\nu^{(n)}(ka)}\,d\nu$$

l'intégration ayant lieu sur l'axe réel, avec des pôles pour ν entier. La transformation de Watson consiste à transformer le plan complexe, ce qui ramène l'intégrale à une intégrale de contour avec des pôles sur une ligne.

$$u(r,\theta) \simeq \sum_j \frac{P_{\nu_j}(\cos\theta)}{\dfrac{\partial}{\partial\nu} H_{\nu_j}^{(1)}(ka)}\,H_{\nu_j}^{(1)}(kr) \qquad (1)$$

$$H_{\nu_j}(ka) = 0\ .$$

On a une convergence très rapide. La méthode est valable quand on peut séparer les variables. Jusqu'ici on n'avait pas prouvé que l'intégrale sur le contour tend vers zéro : cela a été montré par E. PFLUMM (New York). D. COHEN a montré que la série (1) converge uniquement en dehors d'un cône.

SOMMERFELD avait dit que le système des $H_{\nu j}^{(1)}(kr)$ était complet pour l'ensemble des ondes diffractées ; mais PFLUMM et COHEN ont trouvé des solutions qui n'ont pas cette forme. En fait, la méthode de SOMMERFELD s'applique, mais sa validité n'est pas démontrée. REGGE a appliqué la méthode de Sommerfeld à la mécanique quantique, ce qui introduit un moment angulaire complexe correspondant aux pôles ; cette méthode a été appelée la « pologie ». La façon dont les pôles varient avec ka a été étudiée par MAGNUS et KOTIN et aussi par ROBINOW, KELLER et GOLSTEIN. Le problème se complique pour une sphère diélectrique ou pour un indice variable.

2.4. Calcul numérique

Le calcul automatique dont on dispose actuellement permet de pousser plus loin les calculs ; on peut utiliser des séries à un grand nombre de termes et des équations intégrales. On peut faire des approximations successives en calculant les champs à partir des courants sur l'obstacle, puis les courants à partir des champs, et ainsi de suite. MEI et VAN BLALEL (Wisconsin) et ANDREASEN ont fait des calculs dans ce sens.

Les équations intégrales sur les surfaces exigent encore trop de points lorsque l'obstacle est grand par rapport à la longueur d'onde, sauf si l'obstacle a certaines formes particulières (de révolution par exemple). Des méthodes asymptotiques permettent aussi certains calculs.

6. Propagation dans les milieux ionisés

Deux séances ont été consacrées aux milieux ionisés, l'une aux problèmes de propagation pure, dits « solutions sans source », sous la présidence de SIEGEL, l'autre aux problèmes de rayonnement et de diffraction, sous la présidence de W.E. GORDON.

6.1. Solutions sans source

Cette séance a d'abord comporté deux exposés de synthèse, préparés par N. MARCUWITZ [14] et K. BOCHENEK [15].

6.1.1. Après des généralités sur les différentes façons d'aborder le problème (modèle cinétique ou modèle fluide, milieu homogène ou non, dissipatif ou non,

approche linéaire ou non linéaire), MARCUWITZ expose le formalisme qui conduit à l'équation de dispersion. Cette équation unique relie quatre grandeurs : les trois composantes k_x, k_y, k_z du nombre d'onde et la pulsation ω. D'où les deux classes de représentation que l'on peut utiliser : variation de ω en fonction de $|k|$, ou, pour une pulsation donnée, variation de $k_{\parallel}$ en fonction de $k_{\perp}$ (cette dernière représentation étant principalement utilisée lorsque le milieu présente une symétrie axiale, et permettant d'étudier l'anisotropie du milieu).

Les modes propres ainsi introduits vérifient des conditions d'orthogonalité liées à l'énergie totale (électromagnétique et cinétique) du système et au flux de puissance rayonnée. L'analogie avec un circuit de Kirchhoff à neuf mailles rend visible l'existence d'un couplage entre le mode longitudinal et les deux modes transversaux.

Les courbes de dispersion sont présentées dans les cas du plasma isotrope (sans champ magnétique extérieur) froid ou chaud, puis dans celui, beaucoup plus complexe, du plasma anisotrope.

Enfin, le problème de la réfraction au passage d'une interface plasma-vide est abordé dans le cas simple où le plan de séparation contient le champ magnétique.

6.1.2. BOCHENEK, absent, ne peut présenter son exposé qui est lu par M. PRZEZOZIECKI. Cet exposé sur l'ensemble des travaux effectués mondialement sur le sujet contient trois principales subdivisions :

1. Etude de la propagation des signaux (précurseur et signal continu),

2. Propagation dans un milieu à plusieurs composants ioniques,

3. Phénomènes non linéaires (ondes de choc dans les plasmas, influence de l'amplitude des ondes sur les conditions de réflection).

6.1.3. Au cours de la discussion, CLEMMOD demande comment on peut physiquement réaliser une interface entre un plasma et le vide ; MARCUVITZ répond que la constitution de l'interface elle-même ne peut certes être expliquée que par des considérations physiques, mais que dans tous les cas on peut concevoir une interface d'épaisseur suffisamment faible et qu'il n'a décrit dans son exposé que les champs rayonnés au loin.

SCHMIDT demande si l'approche « fluide » du problème ne fait pas disparaître certains effets dus à des harmoniques. MARCUVITZ répond que, certes, l'approche cinétique du problème montre l'importance du rôle joué par de tels harmoniques (ceux de la gyrofréquence électronique par exemple) que le modèle fluide linéaire ne peut pas mettre en évidence.

6.1.4. La séance consacrée aux « solutions sans source » s'est poursuivie par la présentation de courtes contributions relatives à ce sujet.

A.V. GUREVICH expose un travail sur la diffusion d'une inhomogénéité dans un plasma anisotrope. Une petite inhomogénéité (de densité δN faible en regard de la densité électronique N_0 du plasma ambiant) va être soumise à deux mouvements : un déplacement de vitesse V_a, et une diffusion, caractérisée par un coefficient $\mathfrak{D}$. V_a et $\mathfrak{D}$ dépendent du nombre d'onde k et de l'angle de propagation.

Lorsque le déplacement est nul, on peut montrer que la diffusion prend principalement place le long des lignes de force du champ magnétique $\vec{B}_0$. Les surfaces de densité constante (au bout d'un temps t) ne sont cependant pas représentées par des ellipsoïdes, mais par des surfaces plus compliquées. Perpendiculairement à B_0, la densité ne varie pas suivant l'équation habituelle de diffusion $\delta N \propto \exp[-r^2/4\mathfrak{D}t]$ mais proportionnellement à $\mathfrak{D}t/r^5$.

Lorsque l'on tient compte du déplacement, l'inhomogénéité peut se scinder en plusieurs « bulles » au cours de son extension.

SIEGEL dit que l'on ne peut pas invoquer la neutralité de l'inhomogénéité ($\delta N_e = \delta N_i$) parce que les électrons se mettent d'abord en mouvement et que c'est seulement après, sous l'action des forces électrostatiques, que les ions suivent ; GUREVICH répond que cela est exact ; toutefois, pour des échelles de distance grandes devant la longueur de Debye λ_D, on peut admettre la neutralité, bien que le champ électrique dû à la séparation des charges soit important et joue — au premier ordre — un grand rôle dans la diffusion.

MARCUVITZ demande comment il a été possible d'obtenir une équation de dispersion ; GUREVICH dit qu'il a considéré toutes les équations du mouvement et de l'électromagnétisme. Après linéarisation et décomposition en ondes planes, on trouve, pour chaque nombre d'onde k, une pulsation $\omega(k)$. Il y a, bien entendu, plusieurs modes, mais il n'a considéré que celui qui correspond à la perturbation de plus longue durée de vie. Par exemple, la perturbation qui correspond à la non-neutralité disparaît très vite, car elle varie comme $\exp[-\sigma t]$ où σ est la conductivité, et que l'on a toujours $\sigma \gg \mathfrak{D}$.

CLEMMON présente ensuite un travail sur les instabilités à deux faisceaux. Les solutions obtenues dans l'étude de ces instabilités lorsque les deux faisceaux sont froids peuvent être étendues au cas où l'on tient compte de la température finie des faisceaux. Toutefois, on aboutit à une condition supplémentaire imposant une valeur minimale à la densité du faisceau rapide (le moins dense). L'aspect complexe du problème se dévoile lorsqu'au lieu de chercher des solutions en k réel et ω imaginaire, on cherche les solutions pour ω réel et k imaginaire. La condition que l'on obtient alors sur la densité minimale du faisceau diffère de la précédente et montre à quel point l'introduction d'une température finie complique le problème.

GUREVICH présente, pour terminer, un travail effectué dans son laboratoire sur les « effets non linéaires de propagation des ondes dans l'ionosphère ». Supposons qu'une onde électromagnétique puissante soit envoyée du sol au niveau de la couche F_2. L'échauffement produit entraîne une diminution de la densité électronique, puisque la pression $N(T_e+T_i)$ doit rester la même. Avec un émetteur de 300 kW et un angle

d'ouverture de 12°, on peut obtenir une diminution de densité atteignant un facteur 2 sur de larges distances. Il existe une fréquence optimale de travail, voisine de $2\,f_0F_2$ le jour et de $f_0F_2/2$ la nuit. On pourrait se servir de tels « conduits » dans l'ionosphère pour focaliser ou défocaliser d'autres ondes.

D'autres effets non linéaires (décharges dans l'ionosphère en présence de champs électriques par exemple) sont également évoqués par l'auteur.

SIEGEL dit qu'il aurait plutôt cru que la fréquence optimale aurait été voisine de f_0F_2 ($f_0F_2+\varepsilon$) pour que l'onde soit fortement absorbée dans la couche F. GUREVICH répond que non, car il faut tenir compte de l'absorption introduite par les couches inférieures. Dès lors, il devient évident que, pour le rendement optimal, il est nécessaire, surtout de jour, d'employer une fréquence élevée.

6.2. RAYONNEMENT ET DIFFRACTION

Cette séance a été essentiellement consacrée à la présentation de deux exposés de synthèse préparés par L.B. FELSEN [16] et par M.P. BACHYNSKI [17].

6.2.1. Reprenant un peu le problème, tel qu'il avait été exposé la veille par M. MARCUVITZ, FELSEN montre comment l'on peut passer à la synthèse des ondes rayonnées par la fonction de Green. Il démontre également que l'utilisation des surfaces d'indice pour l'obtention des ondes réfractée et réfléchie à la traversée d'une surface (lois de Descartes) est l'équivalent de la méthode dite du « saddle point » utilisée lorsque l'on calcule les intégrales de phase.

Cette méthode s'applique particulièrement bien dans les milieux isotropes et compressibles. A l'interface, on a couplage entre les différents modes (acoustique et optique par exemple) qui conduisent pour un seul rayon incident à un grand nombre de rayons réfractés ou réfléchis.

Dans un milieu unique mais anisotrope, où plusieurs modes peuvent se propager, un point éloigné peut être atteint par un grand nombre de rayons possédant chacun des vitesses de phase et de groupe différentes. Lorsque ces rayons correspondent à des points d'inflexion de la courbe d'indice, on a un maximum d'énergie. Lorsqu'ils correspondent à des branches infinies de cette même courbe, on arrive à l' « infinity catastrophe » : l'énergie rayonnée est infinie. L'auteur montre que ce paradoxe peut être levé par l'adoption de sources finies et non ponctuelles.

La question de la diffraction par des demi-plans plongés dans des milieux anisotropes est également abordée ; de nombreux exemples sont donnés.

L'auteur conclut sur les études futures qui seront à son avis abordées dans les prochaines années :

— problème des frontières qui doivent découpler les ondes et diminuer les diffractions ;

— interfaces plongées obliquement dans les champs magnétiques ;

— distributions de courant dans les antennes immergées dans les plasmas ;

— propagation non linéaire.

Au cours de la discussion, SIEGEL demande pourquoi il n'y a pas de réflection spéculaire lorsque le champ magnétique a une orientation quelconque par rapport à l'interface. FELSEN répond en montrant que l'application des lois de Descartes aux normales à l'onde n'entraîne pas automatiquement la réflection spéculaire, parce que le milieu est anisotrope et que les surfaces d'indices ne sont pas des sphères. Les rayons, eux, sont orthogonaux aux surfaces d'indice.

PRZEZOZIECKI indique que la « catastrophe de l'infinité » peut être évitée lorsqu'au lieu de considérer une fréquence pure, on considère une petite bande de fréquence parce qu'alors il n'y a pas une seule direction asymptotique. FELSEN est d'accord. Il ajoute que le long de la « catastrophe » la vitesse de propagation est nulle et que le régime transitoire est difficile à calculer.

6.2.2. BACHYNSKI commence son exposé en disant que, puisque les Commissions III et IV sont également présentes, il se départira de la tradition de la Commission VI et n'étudiera pas un modèle arbitraire mais un modèle réel.

Il passe d'abord en revue les différentes façons dont le problème réel a été abordé (problème de la gaine de plasma et de ses déformations en présence d'un champ à fréquence radioélectrique, effets d'une vitesse de l'antenne par rapport au plasma).

Puis il aborde les conséquences introduites par les différentes hypothèses sur le rayonnement à l'infini des antennes. L'introduction d'un milieu anisotrope augmente le nombre des modes transverses, celle d'un plasma chaud introduit les modes électroacoustiques, celle de plusieurs espèces d'ions multiplie le nombre de ceux-ci. Les résultats des études dans certains de ces cas sont donnés tant du point de vue du diagramme de rayonnement que du point de vue de l'impédance de l'antenne. On voit alors que si l'on veut étudier le plasma il vaut mieux utiliser une antenne électrique ; si l'on veut rayonner de l'énergie, il vaut mieux utiliser une antenne magnétique.

La troisième partie de l'exposé traite de quelques expériences de laboratoire tandis que la quatrième aborde les problèmes de non-linéarité tels que : claquage dans les plasmas, échos stimulés, dissipation en l'absence de collision (ondes de chocs, amortissement de Landau, etc.).

BOWLES indique que l'approche « cinétique » du problème du rayonnement diffère beaucoup de l'approche « fluide ». Les résonances notamment sont déplacées.

6.2.3. La fin de cette séance a été consacrée à la présentation d'un grand nombre d'exposés très courts au cours desquels les auteurs n'ont malheureusement pas eu le temps de décrire leurs travaux.

G.A. DESCHAMPS indique la méthode de calcul qu'il a mise au point pour déterminer le champ rayonné au loin dans un milieu anisotrope. Cette méthode donne non seulement les directions des normales à l'onde qui contribuent au rayonnement mais également l'amplitude affectée à chacune de ces composantes.

K.G. BUDDEN expose le paradoxe auquel on arrive lorsque l'on cherche à déterminer la force électromotrice de bruit recueillie sur une antenne plongée dans un plasma. On trouve :

$$< V^2 > \sim T^{2/3}$$

valeur d'autant plus grande que la température est plus faible.

(MARCUVITZ fait remarquer que ce calcul a certainement été fait dans l'hypothèse d'un plasma en équilibre thermique, mais que les fluctuations collectives présentes dans un plasma n'ont certainement pas été prises en compte).

J.A. FEJER présente les résultats d'une expérience effectuée à bord d'une fusée dans laquelle les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'une antenne ont été mesurées entre 0,1 et 3 MHz. Ces résultats ne s'interprètent qu'en tenant compte du rôle important joué par l'amortissement de Landau.

F. DU CASTEL présente, au nom de P. GRAFF, les résultats d'un calcul approché du rayonnement d'une antenne dans le plasma ionosphérique. Les diagrammes de rayonnement sont calculés pour différentes régions du plan X, Y^2 (représentation de CLEMMON, MULLEN, ALLIS). Les zones de validité de l'approximation en fonction de l'altitude et des paramètres ionosphériques sont données..

CHAPMANN décrit quelques-uns des bruits TBF observés à bord des satellites Alouette et insiste sur la nécessité pour les "plasmiciens" de se pencher sur les phénomènes géophysiques.

T.E. VAN ZANDT expose le fonctionnement du sondeur américain en contre-haut travaillant à fréquence fixe. Des phénomènes de battement entre l'harmonique 2 de la gyrofréquence et la fréquence hybride ou la fréquence de plasma sont observés.

J.A. FEJER remarque que si l'on veut observer une « résonance », il faut que deux conditions soient remplies :

— que la vitesse de groupe de l'onde soit faible (pour que l'onde reste au voisinage du satellite),

— que la longueur d'onde soit plus grande que la longueur de Debye (pour que l'amortissement de Landau soit négligeable, tout au moins pour une propagation parallèle à $\vec{B}$).

Compte tenu de la forme de l'équation de dispersion ω en fonction de k, il y a d'autres points que les résonances à proprement parler ($v^\varphi = 0$) pour lesquelles $v_g = 0$. En fait, il faut que v_g soit égale à la vitesse du satellite. On peut donc prévoir des « résonances » supplémentaires.

FARLEY décrit quelques résultats nouveaux obtenus à l'aide du sondeur à diffusion incohérente de Jicamarca, résultats qu'il avait déjà présentés à la Commission IV, en particulier les premières observations de la gyrorésonance ionique.

Il ressort des deux sessions de cette Commission sur la propagation des ondes dans les plasmas que les physiciens des plasmas ont intérêt à connaître les phénomènes réellement observés dans l'ionosphère et la magnétosphère, et que les géophysiciens ne demandent qu'à s'instruire auprès des premiers pour obtenir l'interprétation des phénomènes que la nature leur fournit en abondance.

BIBLIOGRAPHIE (Commission VI)

Dans *Progress in Radio Science 1963-1966 :*

[1] HANSEN R.C.—Large apertures and arrays (pages 1466-1522)

[2] MATTHEWS P.A. — Signal processing in antennas(1523-1543)

[3] ALEXEEVA N. — A method of pattern synthesis for equally and unequally spaced arrays (1544-1564).

[4] SIFOROV V.I., TSYBAKOV B.S. — Development of information theory research (1712-1722).

[5] BALAKRISHNAN A.V. — Coding, modulation and signal processing (1723-1744).

[6] CUTRONAL J., COOLEY P. — Some considerations for the problems of space communications (1643-1671).

[7] DARLINGTON S. — Some advances in linear circuit theory (1789-1874).

[8] SCANLAN J.O. — Progress in linear circuit theory (1825-1868).

[9] WATANABE H. — Computer application for network theory and practice (1869-1872).

[10] BLAQUIERE A., STERN T.E. — Sur quelques résultats récents de la théorie des systèmes et circuits non linéaires (1566-1594).

[11] SANDBERG L.W. — A survey of some results on the theory of non linear circuits (1595-1641).

[12] MEINKE H.H. — Two dimensional electromagnetic wavefields presented by help of a notion film (1440-1450).

[13] KELLER J.B. — Some recent developments in diffraction and scattering theory (1451-1464).

[14] MARCUVITZ N. — Source-free solutions in plasma (1875-1914).

[15] BOCHENEK K. — Theory of source-free solutions in ionized regions (1915-1927).

[16] FELSEN L.B. — Radiation and scattering in bounded plasmas (1930-1954).

[17] BACHYNSKI M.P. — Sources in unbounded plasma (1955-2038).

Commission VII

RADIOÉLECTRONIQUE

PAR M. Y. BERNARD
Président de la Commission VII du C.N.F.R.S.

— La Commission VII de l'Union Radioscientifique Internationale cherche toujours sa voie... Ses membres, lorsqu'ils se réunissent en Assemblée Générale, n'ont aucun travail d'ordre administratif à accomplir, contrairement à ceux des commissions traditionnelles, dont le programme est à la fois beaucoup plus clairement défini et plus nettement spécifique. Lorsque la Commission VII se préoccupe d'électronique quantique, elle doit tenir compte des réunions internationales récentes sur ce sujet (Puerto Rico en 1965, Phoenix en 1966)... Si elle veut faire le point sur la physique des plasmas, elle n'a qu'à prendre les « proceedings » des réunions de Belgrade (1965), Culham (1965)... C'est dire que la Commission VII ne peut envisager de travailler pour elle-même ; elle espère simplement apporter des renseignements utiles aux autres commissions. Encore faudrait-il que les autres commissions fassent connaître les sujets de Radioélectronique sur lesquels une mise au point semblerait utile !

— A Bruxelles, en 1965, le bureau de la Commission avait tenté de bâtir un programme susceptible d'intéresser les membres des autres commissions qui n'ont pas le loisir de suivre le développement de certaines techniques. Ce programme s'est déroulé sans histoire, mais sans enthousiasme... La plupart des conférenciers invités à cette occasion ont présenté des exposés remarquables devant des auditoires clairsemés ; la suite de cet article tente d'en donner les grandes lignes.

— Il appartient au Président de la Commission VII (P.A. GRIVET, France) et au Vice-Président (M. CHODOROW, U.S.A.) de définir un domaine d'action pour cette fraction de l'U.R.S.I. Il est vraisemblable qu'une tentative de remise en ordre de la Commission VII entraînera une refonte complète de l'U.R.S.I. et sans doute un changement d'orientation. La Commission VII souhaite que les enquêtes entreprises par l'actuel Président de l'U.R.S.I. (S. SILVER, U.S.A.) soient le prélude à une action en profondeur.

1. Récepteurs à faible bruit

— Il est de tradition, à chaque Assemblée Générale, que la Commission V et la Commission VII tiennent une séance commune pour faire le point sur les récepteurs à faible bruit, outils essentiels pour les radioastronomes ; la tradition a été respectée.

— MICHIYUKI UENOHARA (Bell Lab. U.S.A.) a présenté un exposé général sur les *amplificateurs paramétriques à faible bruit de fond* [1]. L'amplificateur paramétrique est actuellement le plus sensible des amplificateurs non réfrigérés. L'amplificateur paramétrique à varactor, refroidi à la température de l'hélium liquide, est comparable au maser, au point de vue du faible bruit. En outre, l'amplificateur paramétrique peut fonctionner à des températures variées, allant de la température ambiante à celle de l'hélium liquide, il offre donc beaucoup de souplesse lors de la conception des systèmes. Pour des réfrigérateurs à cycle fermé, la température ambiante peut être abaissée jusqu'à 15 °K environ, sans perdre les avantages dont jouissent les réfrigérateurs à température moyenne, comme le faible encombrement, la fiabilité et le faible prix. La plupart des amplificateurs paramétriques en fonctionnement sont du type à varactor. La largeur de bande des amplificateurs non dégénérés ayant un gain de 20 dB peut être de l'ordre de 20 % de la fréquence centrale, ou même plus dans la gamme inférieure des hyperfréquences. Dans la région supérieure de cette gamme de fréquence, la largeur de bande des amplificateurs est encore limitée à 5 ou 10 % environ par suite de la basse fréquence de résonance des varactors dans les montures actuelles.

— B.J. ROBINSON (C.S.I.R.O., Australie) a ensuite passé en revue les divers types *d'amplificateurs à faible bruit de fond que l'on utilise en radioastronomie* [2]. Il a d'abord défini le « cahier des charges » auquel doit obéir l'amplificateur. Certes, une température de bruit peu élevée et une bande passante large sont les principales spécifications de base ; mais le choix d'un préamplificateur est aussi déterminé par les considérations suivantes :

a) Frais de construction et de fonctionnement peu élevés.

b) Stabilité à long terme du gain et de la forme de la bande passante, ce qui donne la préférence à des amplificateurs comportant un nombre minimal de variables.

c) Faible poids et petites dimensions (spécialement pour le montage au foyer d'une antenne parabolique).

d) Facilités de montage et de fonctionnement n'exigeant pas l'emploi d'une équipe spécialisée ou d'un appareillage élaboré.

Pour les grands réseaux d'antennes nécessitant de multiples pré-amplificateurs, ces exigences sont même plus strictes et on a besoin en plus de :

e) Gains et déphasages réglables.

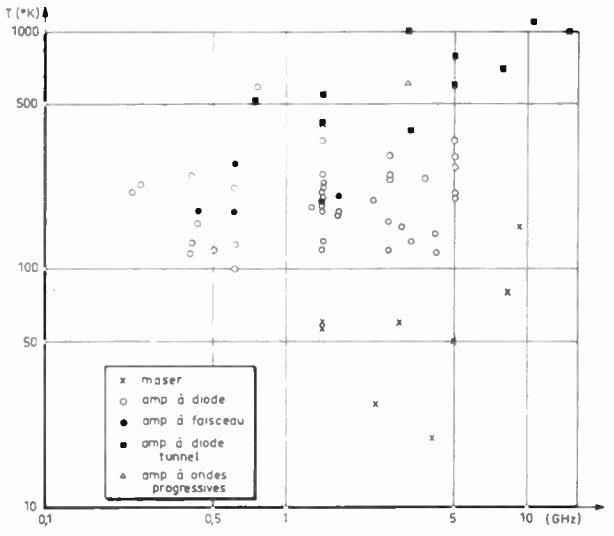


FIG. 1a. — Comparaison des températures de bruit obtenues avec les différents systèmes.

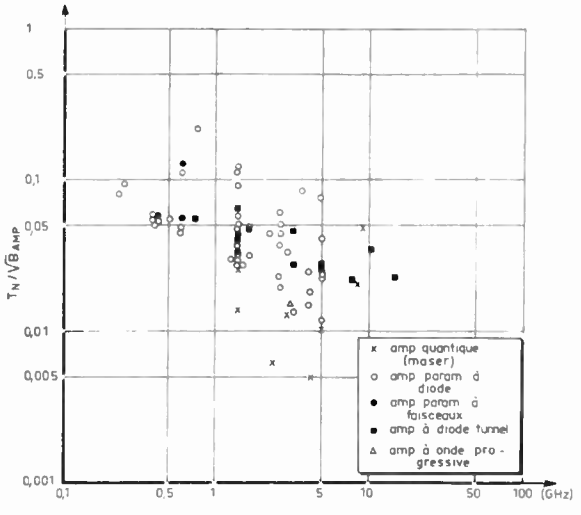


FIG. 1b. — Comparaison des sensibilités $T/\sqrt{B}$

f) Stabilité à long terme de la phase.

Dans le domaine de longueurs d'onde comprises entre 5 et 50 cm, *les amplificateurs paramétriques à diodes* ont été le plus utilisés, particulièrement depuis que l'on a pu élargir les bandes passantes et réaliser des amplificateurs non dégénérés. Le refroidissement de l'amplificateur et de son circulateur associé par de l'azote liquide provoque un abaissement significatif du bruit de fond. Le refroidissement par de l'hélium liquide est également possible, mais alors l'amplificateur paramétrique perd un de ses avantages capitaux vis-à-vis du maser. *Les amplificateurs paramétriques à faisceau d'électrons* ont également été utilisés avec succès, en particulier dans la gamme de 50 à 75 cm de longueur d'onde et sur 21 cm.

Pour des longueurs d'onde inférieures à 10 cm, le *maser* est largement utilisé, la plupart étant des masers à cavité. Aux hyperfréquences, les signaux sont plus faibles et la sensibilité exigée a pris le pas sur le coût et la complexité du système d'alimentation en hélium liquide et du système d'aimants.

Bien que largement inférieure au maser du point de vue température de bruit, *la diode tunnel* a été utilisée sur ondes centimétriques, région du spectre où les interférences sont peu sévères et permettent d'utiliser de larges bandes passantes en vue de réduire les fluctuations de sortie. La simplicité et la fiabilité de la diode tunnel ont constitué des attraits majeurs et compensé l'amélioration insignifiante du bruit apportée par le refroidissement dans un tel circuit. Aux ondes décimétriques, les performances de la diode tunnel au point de vue du bruit sont comparables à celles de meilleurs amplificateurs transistorisés, mais sa stabilité est moins bonne.

Le *tube à onde progressive* à faible bruit a subi une rude concurrence de la part de la diode tunnel qui est nettement plus simple. Cette situation peut changer car des tubes à onde progressive équipés de champs focalisateurs élevés atteignent des performances approchant celles des amplificateurs paramétriques à la température ambiante. Les tubes à onde progressive ont principalement été utilisés comme postamplificateurs, à la suite d'un amplificateur à diode tunnel à large bande, ou comme amplificateurs de fréquence intermédiaire dans les récepteurs sur ondes millimétriques. Dans les années qui viennent, on espère que le bruit des amplificateurs qui, pour l'instant, atteint des valeurs typiques allant de 100 à 150 °K pourra être réduit à 50 °K pour le moins.

— La séance s'est terminée par une communication de M. HEFFNER (Stanford U.S.A.) sur le *bruit quantique* [3]. Cette intéressante communication aurait dû se situer dans les séances consacrées aux lasers. En fait, elle a été présentée dans cette séance, d'une part parce qu'il s'agissait de bruit, et d'autre part parce que son auteur était aussi responsable de l'organisation de la séance.

Avec l'apparition du laser et des méthodes d'amplification cohérente sur des longueurs d'ondes optiques, l'aspect probabiliste, qui caractérise la description de la nature au moyen de la mécanique quantique, joue pour la première fois un rôle prépondérant dans le bruit lors de la réception des signaux. Aux fréquences basses, les performances des systèmes de communication sont limitées par le bruit thermique qui possède une énergie moyenne kT par mode. Pour les meilleurs d'entre ces systèmes, la température effective de bruit, T, peut descendre à quelques degrés Kelvin. Mais aux longueurs d'ondes optiques, l'énergie du photon, $h\nu$, peut être plusieurs milliers de fois supérieure à l'énergie thermique kT. Il en résulte que la température de bruit d'un amplificateur lumineux ne peut descendre en dessous de $h\nu/k$, ce qui correspond à quelques milliers de degrés. Il faut cependant interpréter ce résultat avec beaucoup de précautions. En réalité, cette température minimale de bruit reflète plus les « incertitudes quantiques » qui accompagnent toutes les mesures, qu'elle ne représente une dégradation imposée par l'amplificateur, comme c'est le cas de l'agitation thermique ou de l'émission aléatoire des électrons.

Lorsque les signaux optiques sont codés de manière adéquate, ils peuvent être reçus au moyen de photo-détecteurs ; on évite ainsi l'amplification des signaux au sens traditionnel du terme. On peut envisager plusieurs formes de photodétection ; un simple photodétecteur associé ou non à une source de lumière jouant le rôle d' « oscillateur local » ou bien une paire de photodétecteurs dont les photocourants sont reliés à la manière de BROWN et TWISS ; cette dernière technique de détection peut également être utilisée avec une source de lumière cohérente comme « oscillateur local ». Les limitations par le bruit quantique, lors de l'emploi de ces procédés de photodétection, ont été discutées.

2. Quelques problèmes d'actualité sur les lasers et leurs applications

— La Commission VII, devant l'ampleur des recherches sur les lasers, s'est préoccupée des problèmes posés par la radioélectricité aux fréquences du spectre optique. Elle a tout d'abord cherché à faire le point sur les émetteurs d'ondes « micrométriques » continus, puis a passé en revue quelques montages de radioélectricité mettant en œuvre des longueurs d'ondes optiques.

— K. GÜRS (Siemens, Allemagne) a fait le point sur les études concernant *tes lasers à ondes entretenues à cristal* (4). Le *laser à rubis* permet d'obtenir des puissances de l'ordre du watt. La valeur du seuil est élevée mais les mesures de la puissance de sortie en fonction de l'intensité de la lumière de pompage montrent que le rubis présente une montée particulièrement raide de la courbe de gain dès que l'on dépasse le seuil ; en outre, le rubis présente une absorption particulièrement efficace de la lumière de pompage. *Le cristal de grenat d'yttrium-aluminium-dopé au néodyme* est important pour les lasers à fonctionnement continu, car il possède une valeur de seuil très basse. Ces deux avantages peuvent être combinés de façon profitable en introduisant à la fois l'impureté de doping du rubis (le chrome) et l'impureté de doping du grenat (le néodyme) dans le cristal de grenat : l'énergie d'excitation est alors transférée des atomes de chrome vers les atomes de néodyme. De tels cristaux de grenat, doublement dopés, présentent le maximum d'efficacité que l'on puisse obtenir actuellement (100 W avec un rendement de 4 %). Les caractéristiques des émissions de lasers solides à fonctionnement continu utilisant des cristaux de qualité sélectionnée sont similaires à celles des lasers à gaz. Les différents cristaux dopés au néodyme, ainsi que les cristaux de rubis, réalisent un faisceau dont la convergence est seulement limitée par la diffraction et on peut obtenir des modes transverses d'ordre simple ; il est également possible d'avoir une émission d'intensité constante. Pour le laser à rubis, ceci est obtenu en refroidissant le cristal jusqu'à la température de l'azote liquide ; lorsqu'on utilise seulement un refroidissement par eau, des oscillations de relaxation persistent.

— G. AMAT (Faculté des Sciences, Paris) a parlé ensuite *des lasers moléculaires* dont différents types ont été réalisés dans les dernières années [5]. On peut citer :

- les lasers à gaz fonctionnant sur des transitions électroniques (laser à CO dans la région de 6 000 Å).
- les lasers à liquides fonctionnant sur des transitions électroniques (chélates d'europium, vers 6 000 Å).
- les lasers à gaz fonctionnant dans l'infrarouge moyen sur des transitions de vibration-rotation excitées directement dans une décharge ou par transfert d'énergie entre molécules (CO_2, vers 10,5 μ). C'est ce laser qui a donné lieu jusqu'ici aux performances les plus intéressantes, particulièrement pour ce qui est de la puissance émise ; on obtient 1 250 W en continu sur quelques raies de vibration-rotation et 1 GW en impulsion.
- les lasers à pompage chimique fonctionnant sur des transitions de vibration-rotation dans l'infrarouge moyen (ClH, vers 4 μ). Les molécules sont réalisées par synthèse contrôlée de façon à obtenir davantage de molécules dans un état excité que dans un état fondamental.

On doit aussi signaler divers processus moléculaires qui donnent lieu à l'émission ou à la diffusion de rayonnements stimulés, mais qui sont plus complexes que l'émission directe d'un photon par une molécule. Parmi ces processus, que l'on peut utiliser pour la réalisation de lasers, on doit citer l'émission stimulée de rayonnement par des atomes excités produits lors de la dissociation d'une molécule et, bien entendu, l'effet Raman stimulé.

— E.I. GORDON (Bell Lab. U.S.A.) a enfin traité le problème *des lasers à ions de grande puissance* [6]. L'auteur décrit les expériences récentes sur ce type de laser : mesures de la densité des particules neutres, profil de la densité radiale des électrons et répartition entre les états excités atomiques et ioniques dans la colonne de plasma, source de l'effet laser. Les progrès technologiques dans la construction des lasers à ions permettent d'obtenir 500 W avec un rendement de 0,1 % ; mais le plasma attaque le verre et la durée de vie est faible. Par un doublement de fréquence, on peut produire de la puissance sur le second harmonique ultraviolet, à $\lambda = 2\,572$ Å, en partant de la raie verte intense $\lambda = 5\,145$ Å.

— J. LE MEZEC, qui avait organisé cette première partie de la séance consacrée aux lasers à ondes entretenues, avait préparé un exposé sur le *laser monomode de puissance* [7] qui n'a pu être présenté, faute de temps, une seconde partie étant consacrée aux applications du laser à l'holographie.

— Au début de la seconde partie, E.N. LEITH (University of Michigan, U.S.A.) a fait le point des *résultats récents en holographie,* application la plus spectaculaire des lasers [8]. On sait que, d'après le principe de Huygens, un champ d'ondes monochromatiques cohérentes est entièrement déterminé, en un point quelconque de l'espace, si l'amplitude et la phase de l'onde sont connues en tous les points d'une surface fermée entourant les sources. Ceci reste vrai, à l'erreur de diffraction près, si cette surface est limitée par une pupille de dimensions finies.

Dans un système optique cohérent, il doit donc être possible de reconstituer le champ d'ondes dans son intégralité si l'on peut obtenir *l'information* optique dans une section transversale du système.

En holographie, ceci est obtenu simplement en superposant à l'onde diffusée par l'objet, une onde connue, de préférence plane ou sphérique, et en photographiant le diagramme d'interférence ainsi obtenu. En éclairant la photographie uniquement au moyen de l'onde de « référence » connue, on obtient une onde réfractée résultante comportant une composante égale à l'onde originale. En outre, on obtient une onde « conjuguée » dont la phase, par rapport à l'onde de référence utilisée dans la reconstruction, est la même que celle de la première onde réfractée, mais de signe opposé. Les deux ondes définissent deux objets virtuels ; l'un correspondant à l'original est net, l'autre est en général un peu diffus, bien que, dans des cas simples, il puisse être aussi net que l'original.

Au moment de l'invention* de l'holographie en 1948, on ne disposait que de sources de lumière à faible temps de cohérence ce qui rendait nécessaire l'utilisation de faisceaux objets et de faisceaux de référence presque perpendiculaires à la plaque photographique pour éviter de grandes différences de phase. Dans cette holographie « en ligne », l'objet reconstruit et son conjugué étaient séparés uniquement par leur position. Après l'invention du laser avec des longueurs cohérentes de l'ordre de 10 cm ou même plus, l'holographie a fait des progrès importants. LEITH et UPATNIEKS en 1963 ont utilisé un faisceau de référence tombant obliquement sur la plaque photographique, permettant ainsi de séparer complètement les images jumelées.

Un autre progrès important a été annoncé par plusieurs auteurs, en 1965 : le principe de l'holographie est combiné au principe de LIPPMANN pour la photographie en couleurs. Si le faisceau de référence et le faisceau diffusé par l'objet tombent sur l'émulsion photographique en venant de deux directions opposées, les ondes stationnaires qui se forment, font précipiter l'argent de façon préférentielle aux ventres. En éclairant une telle émulsion avec de la lumière blanche tombant en direction opposée à celle du faisceau de référence, on forme une image reconstruite réfléchie, à trois dimensions, ayant la couleur originale.

Les hologrammes jouissent de plusieurs propriétés spécifiques. L'une d'elles est la reconstitution parfaite, à trois dimensions. Une autre propriété de l'holographie consiste à permettre de faire de la photographie sans utiliser de lentilles. Ceci conduira probablement à des applications dans le domaine de la formation d'images à l'aide de rayons X et d'ultra-sons. L'hologramme donne un objet virtuel qui, sous tous les aspects visuels, est identique à l'objet original. L'image holographique peut être agrandie en utilisant pour « éclairer » l'hologramme une longueur d'onde différente de celle utilisée pour la produire ; quand cette technique est utilisée, il apparaît des aberrations, tout comme pour les lentilles. D'autre part, l'insertion d'un diffuseur tel qu'un verre dépoli entre l'objet et l'hologramme produit un « hologramme codé », qui ne peut fournir une image que si le diffuseur original est employé dans le processus de reconstitution. Des images ont été reconstruites à partir d'ondes de lumière ayant traversé plusieurs épaisseurs de glace translucide. Signalons enfin que des hologrammes réalisés sur des milieux épais, ont des propriétés supplémentaires intéressantes. Par exemple, une multiplicité d'images peuvent être stockées holographiquement, en superposition, et les diverses images peuvent être examinées séparément par diffraction sous l'angle de Bragg.

— Une autre séance a été consacrée aux applications du laser à l'optique non linéaire et au radar. R.V. KHOKLOV (U.R.S.S.) a passé en revue les performances actuelles dans *la conversion de fréquence de la lumière* [10]. Les premières expériences sur le doublement de fréquence de la lumière dans des cristaux non linéaires datent de 1962. On sait aujourd'hui produire le cinquième harmonique, ce qui permet de produire des ondes cohérentes dans l'ultra-violet. Les phénomènes non linéaires permettant aussi de créer des amplificateurs et oscillateurs paramétriques sont assimilables à une source de rayonnement cohérent dont la fréquence est réglable.

— J.G. ATWOOD (Grande-Bretagne) a examiné ensuite *l'application des lasers dans les dispositifs analogues à ceux de la technologie radio* [11]. Les différences essentielles entre le laser et les systèmes hyperfréquences sont :

1) la courte longueur d'onde qui assure une haute directivité à l'aide d'une antenne de petites dimensions, mais qui rend difficile les « visées » entre émetteur et récepteur.

2) La turbulence et la diffusion dans l'atmosphère terrestre qui détruisent la cohérence des ondes lumineuses lors de leur propagation. Ceci limite la « portée » pratique des télécommunications par faisceau laser.

3) la limitation dans la détection, causée par le fait que, pour la lumière, au contraire de la plupart des systèmes hyperfréquences $h\nu \gg kT$. Ceci réduit l'utilité de la détection des signaux de laser utilisant un hétérodynage optique parce qu'il introduit un bruit proportionnel à l'amplitude du signal de l'oscillateur local.

Dans les applications analogues au radar, ces facteurs rendent désavantageux l'emploi d'un laser si la direction de la cible n'est pas connue. Mais lorsque la direction de la cible est à peu près connue, le laser est particulièrement avantageux, puisque le faisceau très étroit peut être utilisé pour la mesure de la distance de la cible, en présence d'objets diffusants voisins. Un exemple réussi est le télémètre de campagne à laser pulsé, qui donne de façon typique une précision de 10 m pour des cibles distantes de 10 km. Lorsqu'on peut attacher à la cible un cataphote, on tire un avantage sensible de la courte

* L'inventeur de l'holographie, D. GABOR, avait été invité à Munich. Il n'a pu se rendre à l'Assemblée par suite d'empêchement de dernière heure.

longueur d'onde de la lumière du laser par suite de la haute directivité du faisceau de retour. Dans ces conditions, des performances spectaculaires sont possibles avec des lasers de faible puissance. Le « OPDAR » est un exemple d'un tel système. Il a été conçu pour suivre un rétroréflecteur accroché à une fusée depuis son lancement jusqu'à une distance de 30 km ; l'erreur ne dépasse pas 30 cm. Il utilise un laser à rubis à fonctionnement continu de 100 mW.

— Dans le même ordre de préoccupation, A. ORSZAG (Ecole Polytechnique, France) a passé ensuite en revue *les études de sélénographie par radar optique* [13]. L'utilisation d'un radar optique offre, en effet, pour l'étude de notre satellite, des possibilités nouvelles ; faible diamètre de la zone éclairée, grande précision de localisation angulaire, étude du micro-relief lunaire. Cette méthode se heurte, toutefois, à des difficultés nées, entre autres, de l'absorption et de la diffusion atmosphériques.

Les performances du radar optique dépendent du niveau du signal reçu en retour, que l'on peut calculer, et également du niveau du bruit. L'évaluation de ce dernier est délicate. Plusieurs expériences ont déjà permis d'obtenir des échos en provenance de notre satellite. Généralement, ils sont très faibles, et n'autorisent que difficilement une mesure de temps. Par conséquent, lorsqu'on désire déterminer la durée du trajet, il faut faire appel à une méthode reposant sur l'intégration des informations reçues au cours d'un grand nombre de tirs consécutifs. Ce procédé, qui s'accompagne inévitablement d'une perte de précision, sera utilisé dans un équipement, actuellement en cours de montage, à l'Observatoire du Pic du Midi. Il est principalement destiné à la mesure de la distance Terre-Lune.

3. Microminiaturisation

— Les méthodes pratiques de réalisation des circuits évoluent très rapidement ; les Commissions VI et VII ont décidé d'organiser une réunion commune pour faire le point sur les techniques modernes, qui peuvent se diviser en deux types : les circuits intégrés au silicium, et les circuits en couche mince sur un support isolant. Une séance a permis d'entendre deux spécialistes.

— J.G. LINVILL (Stanford, U.S.A.) a fait le point de la situation *des circuits intégrés au silicium* [15]. Actuellement, *les circuits logiques intégrés* concurrencent les circuits classiques dans tous les domaines : performances, sécurité, prix. Cette évolution résulte de progrès technologiques, dus aux recherches initialement entreprises pour les transistors plans au silicium. Plusieurs autres progrès technologiques en microélectronique sont importants bien qu'encore incomplètement exploités. Par exemple, les structures à effet de champ offrent de grandes possibilités, les circuits intégrés MOS (semiconducteur-métal-oxyde) étant plus prometteurs encore dans ce genre. Les structures MOS sont particulièrement intéressantes pour les applications de faible puissance. Parmi les nouvelles catégories de structures, les plus intéressantes sont les structures au sulfure de cadmium en couche mince, qui peuvent permettre une fabrication aisée et un bas prix de revient.

Dans le domaine *des circuits linéaires,* les progrès sont moins marqués. Il convient néanmoins de signaler l'apparition, au cours des trois dernières années, d'amplificateurs intégrés à large bande, pour lesquels la rétroaction peut être appliquée par des circuits extérieurs. Un problème critique et encore non résolu consiste en la mise au point d'un substitut pour les inductances ; les recherches sur les circuits RC actifs permettant de simuler une inductance, ont été intenses pendant les dernières années et divers types de systèmes résonants ont été utilisés ; mais la question n'est pas résolue. Les circuits intégrés ne présentent pas encore, dans le domaine des circuits sinusoïdaux, les performances que peuvent atteindre les circuits conventionnels.

Des progrès récents ont été accomplis dans la connaissance des phénomènes physiques nouveaux adaptés à la microélectronique. Le plus intéressant d'entre eux est constitué par *les circuits optoélectroniques* dans lesquels la combinaison de dispositifs photoémetteurs (en particulier des diodes luminescentes à injection) et de dispositifs photosensibles a produit des structures amplificatrices à deux entrées ne comportant aucune connexion électrique entre les portes d'entrée et de sortie. Les progrès réalisés dans ce domaine ont été impressionnants, le produit gain × largeur de bande est encore nettement inférieur à celui réalisé par les transistors. C'est pourquoi, les circuits de ce type ont tendance à être utilisés dans les cas où un isolement électrique entre l'entrée et la sortie du dispositif est essentiel. Un autre phénomène qui prend de l'importance lorsqu'on réalise des dispositifs de taille particulièrement réduite est le *couplage thermique* qui peut exister entre différentes parties du dispositif ; bien entendu, dans la majorité des cas, ce couplage est indésirable, mais on cherche à en tirer parti dans certains cas. Enfin, *des résonances mécaniques,* en particulier celles des matériaux piézoélectriques, fournissent une autre possibilité de couplage.

L'application de la microélectronique soulève des problèmes qui étaient, auparavant, sans grande importance ; l'interconnexion de circuits intégrés en est un exemple. Alors que, dans le passé, la difficulté de fabrication d'un circuit se mesurait surtout par le nombre d'éléments actifs qu'il comportait, actuellement l'interconnexion des sous-ensembles peut poser des problèmes très délicats qui ne sont pas résolus. Un autre problème important est celui que pose la conception de circuits dont le fonctionnement soit sûr, malgré l'utilisation de composants imparfaits grâce à l'utilisation de circuits redondants. Un grand nombre de recherches ont été accomplies dans ce domaine ; on a proposé un certain nombre de méthodes où des circuits redondants ont été utilisés pour réaliser des circuits à décision majoritaire qui fonctionnent correctement malgré la défectuosité de certains composants ; mais aucune solution claire n'existe encore dans ce domaine.

— H.G. MANFIELD (Malvern G.B.) a ensuite exposé *l'état actuel des circuits sur couche min-*

ce [16]. Toutes les techniques actuellement utilisables dans ce domaine ne permettent que la réalisation des composants passifs des circuits. Il faut donc y ajouter des éléments actifs... La concurrence des circuits intégrés au silicium est, certes, considérable, mais il y a néanmoins place pour des circuits sur couche mince lorsqu'il s'agit de dispositifs de haute puissance, à forte dissipation. Il y a également beaucoup d'autres applications, telles les servomécanismes. En plus, il apparaît que la précision et la stabilité des composants passifs sur couche mince sont supérieures à celles des composants intégrés au silicium. Enfin, la mise de fonds initiale pour la fabrication de circuits en couche mince est modeste, comparée à celle exigée par la fabrication des circuits intégrés. Les prototypes et les circuits spéciaux peuvent être réalisés rapidement et à faible prix, donnant au réalisateur du circuit toute latitude de développer ses propres idées.

Le support du circuit est en verre ou en céramique. Il est essentiel que les surfaces ne présentent pas d'aspérités ou de défauts ; le tracé du circuit s'effectue par des méthodes photolithographiques à partir d'un modèle dessiné à plus grande échelle. On peut obtenir des largeurs de trait descendant jusqu'à 25 μ, mais en pratique, on ne descend pas en dessous de 100 à 200 μ. Les couches minces résistives, capacitives et conductrices sont réalisées par des méthodes chimiques ou par évaporation. Alors que les méthodes chimiques présentent de meilleures propriétés et des tolérances plus serrées, les méthodes par évaporation peuvent convenir dans un grand nombre d'applications où un prix de revient bas constitue le problème dominant.

L'introduction de méthodes par projection à bas niveau d'énergie a élargi l'éventail des matériaux utilisables. Actuellement, les systèmes les plus populaires sont les systèmes « tout tantale » ou ceux qui utilisent un mélange de nickel-chrome et de monoxyde de silicium. Les valeurs de résistance ne dépassent pas 50 000 Ω environ et les capacités environ 10 000 pF ; ces dernières étant limitées en fréquence par des résistances élevées dans les électrodes. On peut réaliser des inductances atteignant 10 pH et dont le facteur de qualité vaut 50.

Des composants actifs doivent être ajoutés à ces circuits. Ceux-ci sont largement utilisés sous la forme de « flip-chips » facilement connectés au circuit sans l'intermédiaire de fils. Ces composants actifs peuvent être pré-testés. Un des avantages de cette technique est que le support peut être comparativement grand et servir de panneau-père, portant une bonne partie des interconnexions associées. De cette façon, les difficiles problèmes d'interconnexion posés par le développement de circuits intégrés au silicium de très petite taille, particulièrement ceux en modules plats, sont inexistants. Il est très facile de faire sortir de ces modules des conducteurs solides qui peuvent être soudés ou connectés au système. Au début, l'utilisation de connexions réalisées par corroyage promettait une augmentation de la fiabilité des circuits, mais cette promesse est un peu assombrie par les nombreuses difficultés causées par les machines à corroyer.

Le pourcentage de défaillances pour les circuits sur couche mince est difficile à obtenir, mais des tests effectués à grande échelle en milieu ambiant sur des composants et des ensembles sont prometteurs. A titre d'exemple, signalons qu'une performance de 50.10^6 heures-composants a été obtenue sans autre défaillance que celle que l'on pourrait qualifier de « mortalité infantile ».

4. Plasmas à l'état solide

— Lors des précédentes Assemblées, la Commission VII avait organisé des séances de mise au point sur les plasmas gazeux, à l'échelle du laboratoire. Les décharges gazeuses ne semblent pas déboucher sur des applications radioélectriques intéressantes. Par contre, les plasmas d'électrons dans les solides sont d'un grand avenir et, pour cette raison, la Commission VII a prévu une séance spéciale, pour faire le point, à la fois sur les circuits actifs et sur les circuits passifs de ce type.

— P.N. BUTCHER et C. HILSUM ont parlé *des oscillateurs à transfert d'électrons,* qui constituent le meilleur exemple de circuit actif comportant un plasma à l'état solide [17]. L'effet de résistivité négative a éveillé l'attention de physiciens à la suite des expériences de GUNN avec le GaAs et le InP. On admet actuellement que l'effet GUNN est dû au transfert d'électrons, excités par un champ électrique, depuis le minimum central de la bande de faible conduction vers les minimums plus élevés, comme l'avaient prévu RIDLEY, WATKINS et HILSUM. Ce transfert d'électrons crée une résistivité différentielle négative. En effet, la masse apparente des électrons est très grande lorsqu'ils se trouvent dans un minimum relatif ; ils ne participent pratiquement plus à la conduction, ce qui diminue la densité des porteurs utiles. Les fluctuations de densité sont amplifiées par cette résistance négative et donnent naissance à la formation de zones à champ élevé, lesquelles balayent le cristal à la vitesse de déplacement des électrons. Des oscillations dans la gamme des hyperfréquences peuvent être produites pour une épaisseur de l'ordre de quelques microns. Les résultats expérimentaux sur les champs hyperfréquences et la configuration de ces zones sont à peu près en accord avec les modèles théoriques.

— D. MERCOUROFF (Faculté des Sciences d'Orsay, France) a fait ensuite un remarquable exposé sur *la propagation d'ondes électromagnétiques dans les solides conducteurs,* ce qui correspond à l'utilisation des plasmas solides dans des circuits passifs [18]. Il est communément admis que les ondes électromagnétiques ne peuvent pas se propager dans les conducteurs par suite de l' « effet de peau ». Cependant, en présence d'une induction magnétique longitudinale, de telles ondes peuvent se propager à la pulsation ω à condition que ω soit très inférieure à la pulsation cyclotronique $\omega_c = \frac{eB_z}{m}$ elle-même inférieure à $\omega_p = (ne^2/\varepsilon_0 m)^{\frac{1}{2}}$, la pulsation de plasma. Il faut, en outre, que la durée de vie des trous et des électrons libres soit grande par rapport à la période cyclotronique, ce qui suppose que τ, le temps de relaxation, soit beaucoup plus grand que

$1/\omega_c$. Si les densités p et n de porteurs de charges positifs et négatifs ne sont pas les mêmes, ces ondes sont du type *hélicon,* polarisées circulairement et faiblement atténuées, dans un sens de rotation de la polarisation. Elles sont analogues aux modes des sifflements dans l'ionosphère. Si le conducteur est compensé ($n = p$) ce sont des *ondes de Alfven.* Ces ondes permettent plusieurs applications ; par exemple, si le produit $\omega\omega_c$ est très supérieur à la pulsation de plasma, la constante diélectrique du corps est pratiquement égale à celle du réseau ; ceci permet de mesurer la constante diélectrique du solide.

— A.G. SITENKO et V.N. ORAYEVSKII (Institut de Physique de Kiev, U.R.S.S.) ont présenté enfin un exposé théorique sur les *fluctuations dans les plasmas à l'état solide* [19].

5 . Bobines cryogéniques

— De nombreux appareils de radioélectricité fonctionnent avec l'aide d'un champ magnétique statique. La mise au point des bobines à supraconducteur permet d'obtenir des champs beaucoup plus intenses qu'avec les montages traditionnels. Pour cette raison, la Commission VII a organisé une séance sur les bobinages supraconducteurs.

— Un exposé général sur *les aimants supraconducteurs* a été présenté par D.B. MONTGOMERY (Cambridge, U.S.A.) [20]. La possibilité de disposer de matériaux uniformes et de haute qualité a constitué un facteur majeur dans le développement de la technologie des aimants. L'emploi de placage, de technique de câblage, de composés de matériaux supraconducteurs et de matériaux non-supraconducteurs de haute qualité ont rendu possible le développement d'aimants de toutes dimensions, calculables et d'un fonctionnement sûr. Quelques composés possèdent une conductivité suffisamment élevée dans la région non-supraconductrice, de sorte que le champ magnétique dans des bobinages de grandes dimensions peut être rendu stable et ne peut s'effondrer lors de la transition de l'état supraconducteur à l'état normal. En plus, des alliages de haute qualité au NbZr et au NbTi ainsi que le composé intermétallique Nb_3Sn sont actuellement disponibles sous plusieurs formes. Ce dernier matériau à champ plus élevé permettrait la construction d'aimants approchant les 200 kG. Tous les aimants supraconducteurs demandent un environnement cryogénique à 4,2 °K. Le maintien de cette température constitue une charge financière. Des progrès technologiques importants ont été faits dans les pompes à flux, les réfrigérateurs à cycle fermé, les systèmes légers à circulation d'hélium, mais beaucoup reste à faire pour que les problèmes posés par l'environnement cryogénique n'handicape pas le développement des aimants supraconducteurs.

— G. BOGNER (Siemens, Allemagne) a parlé ensuite des problèmes de *technologie des grands aimants supraconducteurs* [21]. Les performances des grands aimants supraconducteurs au Nb-Zr, bobinés à l'aide de fils simples sont défavorablement influencés par l'effet de «dégradation du courant ». Des techniques telles que le placage de cuivre, le placement de feuilles de cuivre entre les couches et le shuntage, qui s'étaient révélées pleines de succès pour les aimants à l'échelle du laboratoire, n'étaient plus efficaces pour les bobinages de grande taille. Les problèmes peuvent être résolus partiellement par l'utilisation de câbles supraconducteurs multibrins. Ceux-ci peuvent être manipulés plus aisément et présentent une meilleure stabilité vis-à-vis des « sauts de flux ». Pour supprimer totalement la dégradation, en particulier, dans les bobinages de très grande taille, il a été nécessaire de fabriquer des conducteurs stabilisés, composés de matériaux supraconducteurs et de matériaux normaux. Un conducteur bien refroidi et totalement stabilisé possède une conductivité suffisamment élevée même s'il est dans l'état normal où la transition entre l'état supraconducteur et l'état normal s'effectue d'une façon graduelle et réversible.

Actuellement, on utilise deux types de supraconducteurs stabilisés au Nb-Zr : des câbles composés de différents fils supraconducteurs standard et de fils de cuivre, et des rubans dans lesquels des fils de Nb-Zr sont enrobés dans un substrat en cuivre. Jusqu'à présent, c'est le cuivre qui a été utilisé comme métal stabilisateur, mais des tentatives sont actuellement faites pour fabriquer un bon alliage avec de l'aluminium qui est plus avantageux que le cuivre. Des efforts sont également tentés pour remplacer le fil de Nb-Zr par de larges rubans de Nb-Zr ou de Nb-Ti traités thermiquement, puisque l'effet gênant du format de ces rubans est complètement éliminé par la stabilisation. Des expériences sont en cours, en vue de produire des rubans stabilisés en Nb_3Sn pour des aimants de grandes dimensions et à champ élevé. Les rubans stabilisés en Nb_3Sn seraient également intéressants dans le domaine des champs faibles, à condition que le coût de ces matériaux baisse.

— E.R. SCHRADER (R.C.A., U.S.A.) a principalement détaillé *la technologie des aimants au niobium-étain* [22]. Parmi les trois supraconducteurs (Nb-Zr, Nb-Ti, Nb_3-Sn) considérés comme pratiques pour l'utilisation dans les aimants, seul le niobium-étain possède un champ critique supérieur permettant d'espérer l'obtention de champs magnétiques atteignant 200 kG. La fragilité du composé intermétallique Nb_3-Sn rendait précédemment difficile la fabrication des aimants au moyen de ce matériau. Cependant, l'introduction d'un conducteur en ruban, formé de vapeur de Nb_3-Sn déposée sur un substrat, résistant aux efforts, a permis la fabrication commerciale d'aimants d'un diamètre intérieur de 3 cm, avec un champ magnétique de 110 kG. Des aimants au Nb_3-Sn beaucoup plus grands et puissants sont en cours de réalisation.

La technologie évoluée des aimants au niobium-étain a rendu périmée la technique antérieure consistant à faire réagir le niobium avec l'étain pour former le Nb_3-Sn après bobinage de l'enroulement. Les supraconducteurs actuellement disponibles sont fournis sous la forme de Nb_3-Sn, obtenu par dépôt de vapeur ou par réaction ; ils sont supraconducteurs, une fois bobinés. On peut se procurer couramment des rubans au Nb_3-Sn d'une largeur de 0,23 à 1,27 cm. Dans le cas du Nb_3-Sn déposé sous

forme de vapeur, le courant critique, la résistance et la stabilité pour une largeur quelconque du conducteur peuvent varier dans de larges limites par des modifications sélectionnées du substrat de la couche de Nb_3-Sn et du revêtement métallique normal (cuivre ou argent). Les aimants sont aisément bobinés par la méthode axiale (couches) ou radiale (galettes) avec des techniques qui diffèrent très peu de celles utilisées dans le bobinage des aimants classiques.

Parmi les aimants typiques actuellement en fabrication courante à partir de rubans de Nb_3-Sn, figure un aimant d'un diamètre intérieur de 3 cm, d'une homogénéité de 1 % dans la sphère ayant la dimension du diamètre intérieur et qui reste supraconducteur au-dessus de 110 kG à 90 A. Un aimant de cette taille emmagasine une énergie de 20 kJ ; il requiert l'utilisation d'un ruban de 3,4 km de longueur. Considérés tout d'abord uniquement pour les aimants à haut champ, les aimants au Nb_3-Sn développant 60 kOe et d'un diamètre intérieur de 9 cm deviennent dans plusieurs cas économiquement compétitifs avec le Nb-Zr.

— J. BUTTON (Cambrigde, U.S.A.) a enfin passé en revue *les applications des aimants supraconducteurs à des dispositifs électroniques* [23]. La plupart des dispositifs électroniques à haute fréquence sont tributaires d'un champ magnétique. Citons, par exemple, l'isolateur à ferrite, le variateur de phase non-réciproque, le circulateur à grenat ferrimagnétique, le maser paramagnétique, le détecteur photoconducteur à antimoniure d'indium, etc., L'apparition des aimants supraconducteurs permet l'extension de ces composants, grâce à l'utilisation de champs plus élevés, vers les longueurs d'ondes submillimétriques. Les aimants supraconducteurs permettraient de réaliser des oscillateurs à faisceau électronique à résonance cyclotronique qui constitue une source accordable de forte puissance dans le domaine submillimétrique, des isolateurs à résonance ferromagnétique, des détecteurs semiconducteurs à résonance de cyclotron, qui peuvent être accordés sur toute longueur d'onde du domaine des ondes submillimétriques. Tous ces dispositifs existent actuellement et fonctionnent bien aux hyperfréquences, mais des champs magnétiques atteignant 100 000 G seraient nécessaires pour les adapter aux fréquences plus élevées du domaine des ondes submillimétriques.

Une autre branche de développement nouveau est celle des préamplificateurs à état solide, à faible bruit. Ces préamplificateurs sont des amplificateurs paramétriques refroidis à l'hélium liquide et de masers qui exigent un circulateur à grenat ferrimagnétique, polarisé au moyen d'un aimant supraconducteur. Le maser à onde progressive et les isolateurs à résonance ferromagnétique associés requièrent tous deux le champ homogène donné par un aimant supraconducteur. Pour des fréquences plus basses, où des isolateurs à ferrite ne fonctionnent pas correctement, l'isolateur à déphasage par ondes hélicons a été réalisé. Il peut actuellement fonctionner à 80 MHz avec un champ de l'ordre de 10 000 G.

BIBLIOGRAPHIE

Dans « *Progress in Radio Science* 1963-1966 » :

[1] UENOHARA M. — Low noise parametric amplifiers (pp. 2041-2061).
[2] ROBINSON B.J. — Low noise amplifiers in radio astronomy (pp. 2062-2089).
[3] HEFFNER H. — Quantum noise (p. 2090, résumé).
[4] GURS K. — Continuous-wave solid-state lasers (pp. 2206-2219).
[5] AMAT G. — Les lasers moléculaires (pp. 2221-2240).
[6] GORDON E.I. — High power ion lasers (p. 2220, résumé).
[7] LE MEZEC J. — Le problème du laser monomode de puissance (pp. 2187-2205).
[8] LEITH E.N. — Some recent results in holography (p 2241, résumé).
[9] CUTRONA L.J. — Some considerations in holography (pp. 2242-2276).
[10] KHOKHLOV R.V. — Non linear optics and frequency conversion of coherent radiation (pp. 2091-2132).
[11] ATWOOD J.G. — Applications of lasers in analogs of radio technology (pp. 2133-2134).
[12] PERIA W.T. — Prospect for improvement in the red sensitivity of photoemitters (pp. 2135-2140).
[13] ORSZAG A. — Etude de la Lune par radar optique (pp. 2141-2174).
[14] SAITO S. — Laser application to telemetering, telecommand and answerback systems (pp. 2175-2186).
[15] LINVILL J.O. — Review of advances in microelectronics (pp. 1746-1780).
[16] MANFIELD H.G. — Present status of thin-film circuits (pp. 1781-1787).
[17] BUTCHER P.N. et HILS C. — Transferred electron oscillators (pp. 2290-2325).
[18] MERCOUROFF W. — Propagation d'ondes électromagnétiques dans les solides conducteurs (pp. 2279-2289).
[19] SITENKO A.G., ORAYEVSKII V.N. — Fluctuations in solid state plasmas (p. 2277, résumé).
[20] MONTGOMERY D.B. — The technology and application of superconducting magnets (pp. 2326-2349).
[21] BOGNER G. — The technology of super conducting magnets (pp. 2374-2388).
[22] SCHRADER E.R. — Technology of niobium-tin magnets (pp. 2389-2391).
[23] BUTTON K.J. — Practical uses of super conducting magnets in electromagnetic systems and devices (pp. 2350-2371).
[24] THORNTON F. — Applications, economics and characteristics of laboratory scale superconducting magnets (pp. 2372-2373).

Comité pour les recherches radioélectriques dans l'espace

PAR M. THUÉ*
Secrétaire Général du C.N.F.R.S.

1. Introduction

Le Comité de l'URSI pour les recherches radioélectriques dans l'espace (Space Radio Research Committee) a été créé par la XIII^e Assemblée générale (Londres, 1960) pour coordonner l'action des différentes Commissions dans le domaine des recherches spatiales, et pour assurer la liaison avec le Comité spécialisé pour les recherches spatiales du Conseil international des Unions scientifiques (Committee for Space Research, ou COSPAR).

Lors de la XV^e Assemblée générale, S. SILVER, président du Comité S.R.R., a organisé une séance à laquelle étaient conviés les membres de toutes les Commissions. Au cours de cette séance, S. SILVER a rendu compte de l'activité du Comité pendant la période 1963-1966, et en particulier de l'organisation de colloques lors de chaque réunion annuelle du COSPAR ; il a demandé à H.G. BOOKER, J. DUNGEY et S.A. BOWHILL de rendre compte du colloque inter-Unions sur la physique des relations Soleil-Terre, dont il est parlé par ailleurs ; enfin il avait demandé à deux conférenciers invités de présenter deux sujets d'intérêt à la fois radioélectrique et spatial : la synchronisation à distance au moyen de satellites, et les ondes radioélectriques provenant de l'espace, dont nous dirons quelques mots.

Par ailleurs, la Commission VI a organisé une séance consacrée aux systèmes de télécommunications par satellites, où ont été évoqués des problèmes concernant plusieurs autres commissions, et dont nous parlerons brièvement.

Signalons pour terminer cette introduction qu'au cours de ses brèves séances « administratives » le Comité a proposé de mettre fin à l'existence du Comité S.R.R., ce qui a été ratifié par le Comité exécutif de l'URSI : désormais la représentation au COSPAR sera assurée par un membre du Bureau de l'URSI et par les présidents des Commissions II, III et IV.

2. Les colloques du COSPAR

Depuis 1960, le COSPAR organise chaque année, à l'occasion de son Assemblée plénière, un colloque international de sciences spatiales consacré essentiellement à la présentation des résultats les plus récents obtenus en recherche spatiale. En outre, depuis 1964, y ont été ajoutés des colloques spécialisés sur des sujets d'actualité, choisis un an à l'avance et préparés en collaboration avec les Unions scientifiques, en particulier l'URSI. Les comptes rendus de ces colloques sont publiés sous forme d'un gros volume annuel intitulé « Space Research ». Nous allons donner quelques indications sur les parties de ces colloques qui ont été organisées avec le concours de l'URSI.

2.1. INTERACTION DES PARTICULES DE GRANDE ÉNERGIE AVEC L'ATMOSPHÈRE (Florence, 12-14 mai 1964)

Ce colloque comportait quelques exposés de synthèse, présentés au cours des séances de la matinée, et un certain nombre de communications spontanées, présentées l'après-midi. Un premier centre d'intérêt concernait la participation des particules de grande énergie au maintien de l'ionisation dans l'ionosphère pendant la nuit [1.1]. Cette question n'est encore pas complètement résolue, mais il semble que l'ionisation due aux rayons cosmiques et autres particules nocturnes soit responsable d'une bonne part de la densité d'ionisation nocturne, en commun avec les ions métalliques à grande durée de vie, d'origine météorique. Un sujet connexe est la luminescence nocturne causée par des particules de grande énergie [1.2]. On a également mis en évidence l'origine particulaire de certaines irrégularités d'ionisation ou perturbations, constatées dans l'ionosphère.

Un second sujet était constitué par les précipitations de particules d'origine solaire qui causent les phénomènes des régions polaires connus sous le nom d'aurores polaires [1.3] et les orages magnétiques affectant l'ionosphère tout entière, et qui sont responsables de perturbations importantes dans les liaisons de radiocommunication [1.4].

Enfin le troisième sujet concernait la partie supérieure de l'ionosphère, ou magnétosphère, et les différents phénomènes d'origine particulaire qu'on y rencontre, comme les émissions à très basse fréquence [1.5], avec une description particulière des ceintures de rayonnement [1.6] qui constituent une manifestation nette et spectaculaire de l'influence des particules de grande énergie dans la haute atmosphère.

2.2. OPTIMALISATION DES EXPÉRIENCES SPATIALES DU POINT DE VUE DES TRANSMISSIONS DE DONNÉES (Man del Plata, 15 mai 1965)

Ce colloque, organisé par S. SILVER, avait pour sujet un compromis entre l'étude des appareils destinés aux expériences spatiales, ou capteurs, et l'étude

* Ingénieur en chef des Télécommunications au C.N.E.T.

de la transmission des données recueillies par ces expériences[2.1].

Dans une première partie, on a présenté un certain nombre de méthodes d'optimalisation liées aux résultats de la théorie de l'information, en particulier l'utilisation de l'échantillonnage et les erreurs qu'il introduit [2.2], la possibilité d'effectuer à bord de l'engin un traitement des données recueillies, dans la mesure où l'on possède une connaissance a priori du phénomène observé [2.3], le gain de temps obtenu en effectuant un décodage « en parallèle » des mots reçus [2.4]. On a décrit des expériences particulières permettant de mettre en évidence les limites d'utilisation de l'échantillonnage [2.5] ou de déterminer la fréquence d'échantillonnage nécessaire pour mesurer avec une confiance suffisante le phénomène observé [2.6].

Dans une seconde partie, à caractère plus général, R.W. KREPLIN [2.7] puis G.H LUDWIG [2.8] ont exposé les avantages et les inconvénients rencontrés dans la préparation des expériences, et en particulier dans l'étude du système de transmissions de données, lorsqu'on utilise respectivement des petits satellites du type EXPLORER ou des grands satellites du type « observatoire sur orbite ». Cette question, qui présente un caractère assez subjectif, a donné lieu à de nombreux échanges de vues au cours de la discussion qui a terminé le colloque et que S. SILVER a résumée [2.9] et, à la fin de cette discussion, on a également souligné le fait qu'on ne peut parler a priori d'optimalisation, mais qu'on doit d'abord effectuer un choix, sous forme d'un compromis entre différents paramètres qui ne peuvent être optimalisés tous simultanément : coût, délai, fiabilité, etc. ; c'est seulement après que ce choix a été fait qu'on peut mettre en œuvre des méthodes d'optimalisation.

2.3. INTERACTIONS ENTRE PARTIE NEUTRE ET PARTIE IONISÉE DE L'ATMOSPHÈRE (Vienne, 16-18 mai 1966)

Ce colloque, organisé par S.A. BOWHILL, a couvert six sujets différents :

— Dynamique de l'atmosphère neutre et mouvements apparents de l'ionosphère (incluant en particulier les ondes de gravité, par C.O. HINES) en insistant sur la comparaison des mesures faites au sol ou par fusées [3.1].

— Mouvement des irrégularités et des ions, en insistant sur la distinction entre les mouvements des constituants neutres et ionisés, et sur l'échelle de volume des irrégularités (y compris les irrégularités à petite échelle ou turbulence) [3.2].

— Cisaillements de vents et couches E sporadiques : de la disparité des résultats présentés, il ressort que la théorie simple des cisaillements de vents n'explique pas toutes les formations d'ionisation sporadique et que des études à ce sujet sont encore nécessaires [3.3].

— Photochimie et déplacement des constituants mineurs de la mésosphère, incluant les données de récents tirs de fusées équipées de spectromètres de masse ioniques [3.4].

— Couplage stratosphère-ionosphère, en particulier corrélations entre les variations de température et de pression dans la stratosphère, et les variations de densité électronique dans la région D [3.5].

— Mouvements de la turbopause, et leur influence sur la composition de la thermosphère [3.6].

2.4. COLLOQUE AISC-COSPAR (Londres, juillet 1967)

En 1967, le COSPAR doit organiser, avec le Comité spécial pour les Années internationales du Soleil calme, un colloque consacré aux résultats importants obtenus pendant les A.I.S.C., et concernant en particulier l'ionosphère et la magnétosphère.

Il est à noter que tous les colloques organisés par le COSPAR avec le concours des Unions scientifiques, le sont selon les méthodes en vigueur dans ces Unions : un comité d'organisation délimite l'objet du colloque et sollicite des conférenciers invités qui préparent des exposés de synthèse, auxquels s'ajoutent quelques contributions acceptées complétant les exposés de synthèse.

3. Synchronisation d'horloges par satellites

W. MARKOWITZ a examiné [4] deux méthodes utilisant deux types de satellites différents :

— Si l'on utilise un satellite comme relais dans une liaison entre deux stations éloignées, on peut établir entre ces stations une liaison unilatérale ou bilatérale. Le second type de liaison est préférable, car il ne nécessite pas la connaissance précise de la distance des stations au satellite. Une station peut même recevoir, outre les signaux de l'autre station, ses propres signaux retransmis par l'autre station, ce qui facilite la mesure.

Des expériences de ce type ont été effectuées en 1962 entre les Etats-Unis et le Royaume-Uni au moyen du satellite TELSTAR 1, puis en 1965 entre les

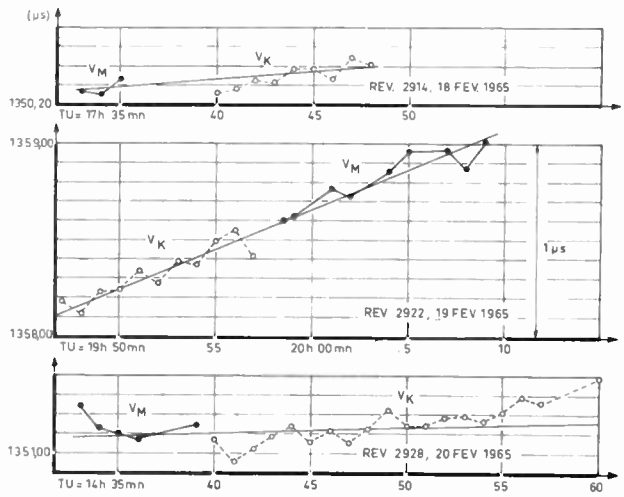


FIG. 1. — Résultats des mesures de différences de marche entre horloges de grande précision, effectuées au cours des révolutions 2914, 2922 et 2928 du satellite Relay 2, à Mojave, Californie (Vm) et Kashima, Japon (Vk). L'horloge de Kashima était en avance d'environ 1 350 µs sur celle de Mojave, et la précision instantanée des mesures est de l'ordre de ±1 µs.

Etats-Unis et le Japon au moyen de RELAY 2. La synchronisation en temps obtenue était meilleure qu'une microseconde, elle a pu être estimée à 10 ns pour certaines expériences.

— On peut aussi munir le satellite d'une horloge très stable, comme ce fut le cas des satellites TRANSIT ou GEOS ; les stations reçoivent alors les signaux du satellite, mais doivent connaître sa distance ; la précision obtenue lors d'une campagne expérimentale en 1963 est d'environ 30 μs.

4. Ondes radioélectriques provenant de l'espace

A.H. BARRETT [5] a surtout présenté les derniers résultats obtenus sur les raies d'absorption de l'oxhydrile au voisinage de 1,7 GHz, raies mises en évidence en 1963, et a recommandé une amélioration de la protection des bandes de fréquences correspondantes. On a également évoqué le cas de la raie du deutérium à 327 MHz, qui n'a encore jamais été observée, vraisemblablement à cause de la faible abondance du deutérium dans l'espace.

5. Satellites de télécommunication

Au cours de la séance organisée par la Commission VI sur les systèmes de satellites de télécommunication, ont été évoqués plusieurs points concernant les recherches spatiales, notamment au cours des exposés de J.P. HAGEN et de J.P. VOGE.

J.P. HAGEN [6] a présenté, après un bref historique des expériences antérieures de la NASA dans ce domaine (ECHO 1 et 2, TELSTAR 1 et 2, RELAY 1 et 2, SYNCOM 2 et 3), le nouveau programme expérimental dont le commencement est prévu pour la fin de 1966 et qui doit s'étendre sur plusieurs années, l'ensemble des satellites de ce programme portant le nom d' « Applications Technology Satellites » ou A.T.S. Il s'agit de satellites presque tous stationnaires (seul ATS-A doit avoir une orbite non synchrone) destinés à expérimenter différents systèmes de maintien en position, de maintien en orientation, d'antennes directives, ainsi que différents systèmes de modulation, y compris à bande latérale unique, afin de préparer de futurs satellites de télécommunication, de navigation ou de météorologie.

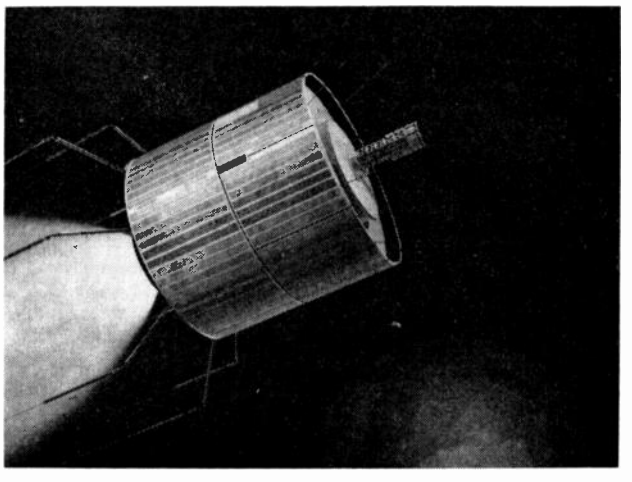


FIG. 2. — Satellite ATS-B (lancé à la fin de 1966 et devenu ATS-1).

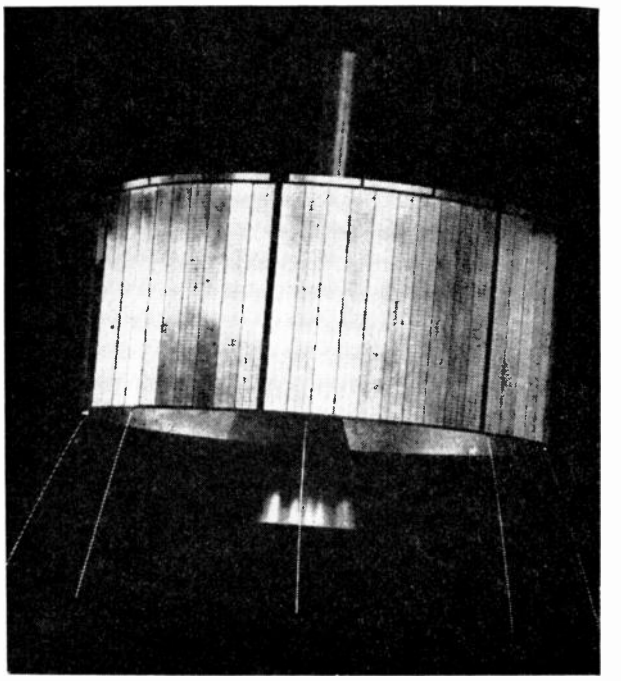


FIG. 3. — Satellite INTELSAT II (trois satellites de ce type ont été lancés à la fin de 1966 et au début de 1967).

J.P. VOGE [7] a présenté le programme de satellites d'exploitation du consortium international INTELSAT, commencé en 1965 avec INTELSAT 1 ou « Early Bird », et a insisté à cette occasion sur les problèmes non encore résolus qui devraient faire l'objet d'études par l'URSI, c'est-à-dire principalement :

— conditions de propagation des ondes

a) entre les stations à Terre (problème du choix des emplacements, effet d'écran du terrain, diffusion par l'atmosphère et les précipitations) ;

b) entre un satellite et un avion (influence, sur les fluctuations du champ et sur la polarisation, du rayon réfléchi sur la mer) :

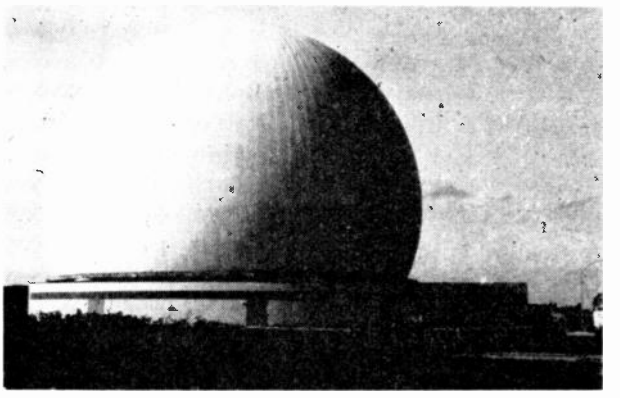


FIG. 4. — La station de télécommunication par satellites de RAISTING.

— systèmes de modulation les mieux adaptés pour les satellites à accès multiple,

— systèmes de stabilisation électronique et systèmes électroniques de pointage d'antennes,

— protection des équipements entre les rayonnements et les météorites afin d'assurer une durée de vie suffisante.

Terminons en signalant que les participants à la XV^e Assemblée générale ont pu visiter la station terrienne de télécommunication par satellites de RAISTING, près de WEILHEM, à environ 50 km de MUNICH, qui est équipée entre autres d'une antenne parabolique à excitation Cassegrain de 25 m de diamètre, et d'un préamplificateur à maser à large bande.

BIBLIOGRAPHIE

(Comité S.R.R.)

1. *Dans « Space Research V »* (comptes rendus du 5^e Colloque international de sciences spatiales organisé par le COSPAR, Florence, mai 1964) (North Holland, 1965).

La 1^re partie est consacrée aux exposés de synthèse du Colloque sur les interactions des particules de grande énergie avec l'atmosphère (colloque URSI-UGGI-COSPAR).

1.1. — IVANOV KHOLODNY G.S., Maintenance of the night ionosphere and corpuscular fluxes in the upper atmosphere, p. 19.
— KRASSOVSKY V.I., Yu. L. TRUTTSE and N.N. SHEFOV, On the mechanism of maintenance of the nocturnal ionosphere, p. 43.
— YONEZAWA T., Maintenance of ionization in the nighttime F_2 region, p. 49.

1.2. — BARBIER D., Possibilité de détection de particules de grande énergie dans la haute atmosphère par des observations de la luminescence nocturne atmosphérique, p. 61.

1.3. — KRASSOVSKY V.I., Problems relating to the power of aurorae, p. 71.
— BOURDEAU R.E., The temperature of charged particles in the upper atmosphere, p. 77.
— HULTQVIST B., Aurora and the lower ionosphere in relation to satellite observations of electron precipitation, p. 91.
— ANDERSON K.A., A review of balloon measurements of X-rays in the auroral zone, p. 118.

1.4. — DESSLER A.J., The dissipation of hydromagnetic wave energy in the ionosphere, p. 119.
— SHABANSKY V.P., On the first phase of a magnetic storm, p. 125.
— SHABANSKY V.P., A hydromagnetic and thermodynamic picture of a magnetic storm, p. 148.

1.5. — SAYERS J., Field aligned strata in the upper ionosphere, p. 161.
— ULWICK J.C., W. PFISTER and R.E. MCINERNEY, Direct satellite probe measurements of ionospheric irregularities, p. 171.
— HELLIWELI R.A., Generation of VLF radio noise in the ionosphere by energie particle streams, p. 179.

1.6. — SKURIDIN G.A. and V.P. SHABANSKY, Hypotheses of the formation of radiation belts, p. 180.
— HAYAKAWA S. and H. OBAYASHI, A loss mechanism of geomagnetically trapped particles by magnetic disturbances, p. 182.
— DUNGEY J.W., Some effects of electromagnetic disturbances on the radiation belts, p. 183.

On pourra également consulter dans Space Research V le texte des communications spontanées à ce colloque qui font l'objet respectivement de :

2^e partie. — Processus et anomalies ionosphériques (pp. 187 à 270).

3^e partie — Précipitation et effets des particules de grande énergie (pp. 271 à 328).

4^e partie. — Ceintures de rayonnement (pp. 329 à 512).

2. *Dans Space Research VI* (comptes rendus du 6^e colloque international de sciences spatiales organisé par le COSPAR, Mar del Plata, mai 1965) (Spartan Books et Mac Millan, 1966).

3^e partie : colloque sur l'optimalisation des appareils pour expériences spatiales, du point de vue des transmissions de données (colloque URSI-COSPAR) :

2.1. — SILVER S., Introductory Remarks, p. 235.

2.2. — SAKRISON D.J., Processing of Telemetry Data Generated by Sensors Moving in a Varying Field, p. 239.

2.3. — WILLMORE A.P., On-Board Data Processing in Spacecraft as an Aid to Optimizing the Design of Experiments, p. 261.

2.4. — FLEISHMAN B.S., Parallel Decoding and Optimization of Data Processing of Space Experiments, p. 269.

2.5. — SONETT C.P., Modulation and Sampling of Hydromagnetic Radiation, p. 280.

2.6. — HISASHI MINE, Statistical Treatment for Cosmic Ray Intensity Observed by Detectors Moving Above the Earth Surface, p. 323.

2.7. — KREPLIN Robert W. and GREGORY Bruce N., Design considerations involved in preparation of experiments for Small and Large Satellites, p. 335.

2.8. — LUDWIG George H., Relative Advantages of Small and Observatory Type Satellites, p. 349.

2.9. — SILVER S., Discussion, p. 363.

Note. — On trouvera également des exposés intéressant l'URSI dans la 2^e partie, consacrée au colloque sur les anomalies de l'hémisphère austral (pp. 117 à 231).

3. *Dans « Space Research VII »* (comptes rendus du 6^e colloque international de sciences spatiales organisé par le COSPAR, Vienne, mai 1966).
(North Holland, 1967).

La 1^re partie est consacrée aux exposés présentés au colloque sur les interactions entre les parties neutre et ionisée de l'atmosphère (colloque URSI-UGGI-COSPAR).

3.1. — Dynamique de l'atmosphère neutre :
— Circulation of the midle and upper atmosphere, W.L. WEBB, p. 1.
— Planetary waves in the stratosphere and their upward propagation, B.W. BOVILLE, p. 20.
— Tidal oscillations, shorter-period gravity waves, and shear waves, C.O. HINES, p. 30.
— Turbulence in the lower thermosphere, W.G. ELFORD, R.G. ROPER, p. 42.

3.2. — Mouvements des irrégularités d'ionisation :
— Travelling ionospheric disturbances, L.H. HEISLER, p. 55.
— Comparison of ionospheric drift velocities by the spaced receiver technique with neutral winds from luminous rocket trails, J.W. WRIGHT, L.S. FEDOR, p. 67.
— Mesures de vents ionosphériques au moyen d'un radar météorique, A. SPIZZICHINO, p. 73.
— Turbulent and wave structures in the distribution of ionization in the D region, E.E. GOSSARD, p. 76.
— Motion of artificial ion clouds in the upper atmosphere, G. HAERENDEL, R. LÜST, E. RIEGER, p. 77.
— The influence of ionization on movement of the atmosphere at F region heights, and a suggested explanation of the general eastward rotation of the atmosphere at these heights, D.F. MARTYN, p. 87.

3.3. — Cisaillements de vents et couches E sporadiques :
— Survey of sporadic E processes, J.D. WHITEHEAD, p. 89.
— Measured wind shears and electron densities, J.F. BEDINGER, L.G. SMITH, p. 100.

— Profiles of winds in the lower thermosphere by the gun-launched probe technique and their relation to ionospheric sporadic E, J.W. WRIGHT, C.H. MURPHY, G.V. BULL, p. 113.
— Composition measurements of sporadic E in the nighttime lower ionosphere, R.S. NARCISI, A.D. BAILEY, L. DELLA LUCCA, p. 123.
— Rocket results on sporadic E layers and their interpretation, L.R.O. STOREY, A.P. WILLMORE, p. 124.
— The wind shear theory of the formation of temperate zone sporadic E layers, W.I. AXFORD, p. 126.
— Laboratory measurements of ionospheric ion-molecule reactions, E.E. FERGUSON, F.C. FEHSENFELD, A.L. SCHMELTEKOPF, p. 135.
— Parameters of the low ionosphere at night deduced from parachute borne blunt probe measurements, L.C. Hale, p. 140.
— Aeronomy of the lower ionosphere, A.P. MITRA, p. 152.
— Laboratory measurements of electron-ion recombination coefficients, M.A. BIONDI, p. 154.

3.4. — Photochimie et transport des constituants mineurs de la mésosphère :
— The problem of sodium distribution, T.M. DONAHUE, p. 165.
— The average distribution and time variation of ozone in the stratosphere and mesosphere, J. LONDON, p. 172.
— Ion composition of the mesosphere, R.S. NARCISI, p. 186.
— Ionospheric implications of minor mesospheric constituents, G.C. REID, p. 197.

3.5. — Couplage stratosphère-ionosphère :
— Present research aspects in ionosphere-stratosphere coupling effects, E.A. LAUTER, p. 212.
— The morphology of winter anomaly of absorption, W. DIEMINGER, G. ROSE, H. SCHWENTEK, H.U. WIDDEL, p. 228.
— Mesospheric ionization changes and their causes, J.B. GREGORY, p. 240.
— Mise en évidence au moyen de la diffusion incohérente des collisions entre particules ionisées et particules neutres, M. PETIT, P. WALDTEUFEL, p. 241.
— Ionization changes coupled to stratospheric effects, A.H. SHAPLEY, p. 245.
— Rocket ionization measurements on a winter day of high absorption, S.A. BOWHILL, E.A. MECHTLY, C.F. SECHRIST, L.G. SMITH, p. 246.
— The vertical drift of charged particles as a possible cause of variations in the ionospheric absorption, P. TRISKA, p. 247.
— Electronic component and collision interaction in the D region, K. RAWER, p. 254.

3.6. — Variations de la turbopause et leurs conséquences :
— Turbopause processes and effects, F.S. JOHNSON, p. 262.
— Turbulence and eddy coefficients deduced from vapor trails, O.R. COTÉ, p. 270.
— Investigations of the turbulence in the mesosphere determined from rocket measurements, H.-R. LEHMANN, p. 277.
— Ionospheric evidence for composition changes, H. RISHBETH, p. 284.
— The part of radiation in the heat regime of the atmospheric layer from 30 to 100 km, K.Y. KONDRATYEV, G.M. SHVED, p. 288.
— The neutral composition of the lower thermosphere, A.O. NIER, A.F. HEDIN, p. 311.

Dans « *Progress in Radio Science* 1963-1966 » :

4. MARKOWITZ W. — Synchronization of clocks via satellites (pp. 163-171).

5. BARRET A.H. — Unique radio frequencies from space (pp. 1427-1430).

6. HAGEN J.P. — Research aspects of hte NASA communication satellite program (pp. 1672-1706).

7. VOGE J.P. — Le programme de télécommunication par satellites d'Intelsat. Problèmes intéressant l'URSI (pp. 1707-1710) (Résumé).

Comité pour la coopération internationale en géophysique

PAR Mlle G. PILLET*

Ce titre, « Coopération internationale en Géophysique », évoque immédiatement l'AGI (Année Géophysique Internationale) et les AISC (Années Internationales du Soleil Calme), ces deux grandes manifestations de recherches géophysiques coordonnées à l'échelle mondiale, la première lors d'une période d'activité solaire très élevée (1957-58), la seconde pendant une période de faible activité solaire (1964-65).

1. L'URSI et les Années Internationales du Soleil Calme (AISC)

Après la XIV^e Assemblée Générale de l'URSI (Tokyo, 1963) on avait indiqué [1] les programmes mis en œuvre pendant les AISC, préparés par le Comité Spécial pour les AISC, et la part importante prise par l'URSI par l'intermédiaire de son comité URSI-CIG, ces deux comités étant d'ailleurs en relations étroites, puisqu'ils sont tous les deux présidés par le professeur BEYNON.

L'URSI avait d'ailleurs été largement représentée aux deux premières assemblées des AISC, réunies à Paris en mars 1962 et à Rome en mars 1963 pour mettre au point des programmes d'observations à l'échelle mondiale. Elle participa activement à la 3^e Assemblée tenue à Madrid en mars 1965, où fut établi un premier bilan des opérations en cours et des résultats préliminaires. Elle doit jouer un rôle important dans le déroulement de la 4^e et dernière Assemblée, qui se tiendra à Londres en juillet 1967, pour faire la synthèse des résultats obtenus pendant ces deux années d'intense coopération internationale.

* Ingénieur contractuel au C.N.E.T.

Un an environ avant cette Assemblée de clôture, dès la XV^e Assemblée Générale de l'URSI, de nombreuses communications ont déjà été présentées, basées sur les résultats obtenus au cours des années du Soleil Calme. Le Comité URSI-CIG, lors de ses

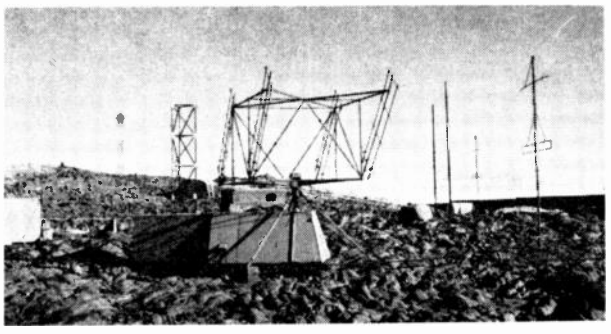


FIG. 1. — Antennes des riomètres installés en Terre Adélie pour les A.I.S.C.

réunions au cours de cette Assemblée Générale, a fait le point des travaux effectués depuis trois ans dans le cadre des programmes internationaux.

Nous ne ferons pas, à nouveau ici, un exposé de ces programmes synoptiques qui concernent les sondages ionosphériques en incidence verticale, l'absorption et les vents ionosphériques, le bruit radioélectrique atmosphérique, les sifflements et les bruits ionosphériques TBF et EBF ; nous nous contenterons de résumer les rapports au Comité URSI-CIG des différents consultants pour ces sous-disciplines.

a) *Sondages en incidence verticale :* On peut prévoir pour les AISC une aussi grande quantité de données que pour l'AGI. 158 ($\pm$ 6) stations ont fonctionné et l'envoi des données aux Centres Mondiaux de Données a été bien meilleur que pour l'AGI.

b) *Absorption ionosphérique :* Le réseau des stations qui ont mesuré l'absorption par l'enregistrement de l'amplitude de signaux réfléchis par l'ionosphère en incidence verticale (méthode A 1) a été moins satisfaisant que celui qui a fonctionné pendant l'AGI. mais il est cependant possible de faire une comparaison valable des résultats obtenus pendant ces deux périodes.

Par contre, la méthode A 3 qui consiste à mesurer l'intensité du champ de signaux émis à courte distance en incidence oblique a donné, pendant les AISC, beaucoup plus de résultats que pendant l'AGI, et se révèle très prometteuse.

En ce qui concerne la mesure de l'absorption par l'ionosphère du bruit galactique extraterrestre au moyen de riomètres (méthode A 2), les deux faits saillants pendant les AISC ont été l'utilisation de fréquences multiples en une même station et la mise en œuvre de cette méthode en des points magnétiquement conjugués. Cette méthode A 2 est surtout utilisable aux latitudes élevées car le niveau de bruit aux fréquences employées aux latitudes basses et moyennes est généralement trop fort pour permettre des enregistrements corrects.

L'importance des mesures d'absorption est considérablement accrue depuis que les mesures effectuées au cours des dernières années ont permis de mettre en évidence une corrélation entre les réchauffements stratosphériques et l'absorption anormale dans la région D en hiver. En conséquence, le Comité URSI-CIG a proposé une résolution qui a été adoptée par l'Assemblée Générale, et dont le texte est donné en annexe, demandant qu'un programme post-AISC soit mis en œuvre en vue d'étudier le mécanisme de cette interaction et l'influence de l'activité solaire à long-terme sur ce phénomène.

c) *Vents ionosphériques :* Les travaux sur les vents ionosphériques ont été, pendant les AISC, plus importants dans la région équatoriale que pendant l'AGI mais, par ailleurs, ils ont été en nette diminution aux autres latitudes. Plusieurs stations ont entrepris des comparaisons entre différentes méthodes (comparaison des évanouissements sur trois

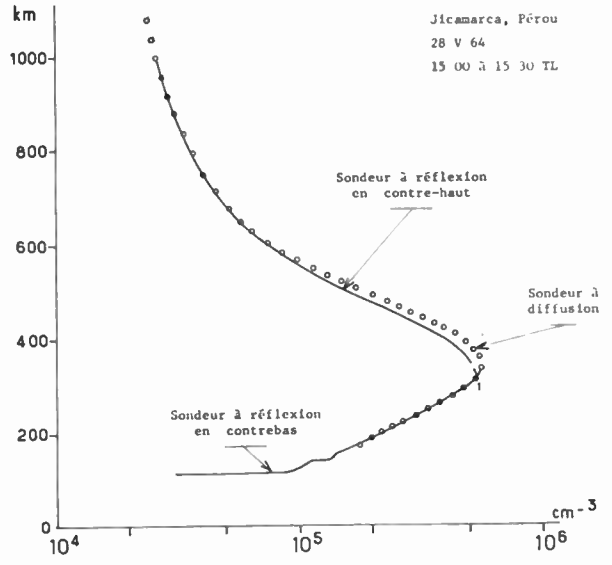


FIG. 2. — Comparaison de mesures de la densité électronique obtenues par trois méthodes différentes.

antennes ou plus, distantes de moins de quelques longueurs d'onde, observation du déplacement des traînées météoriques, étude de la scintillation des étoiles radioélectriques).

d) *Bruit radioélectrique atmosphérique :* Une impulsion a été donnée à l'étude du bruit radioélectrique atmosphérique pendant l'AGI et les travaux ont été poursuivis depuis, au même niveau. Le programme à long terme concernant ces mesures est à considérer et ce sera une des tâches de la nouvelle Commission VIII créée à cette Assemblée Générale.

e) *Sifflements et émissions TBF :* Des efforts synoptiques ont été poursuivis dans ce domaine pendant les AISC par certaines stations sélectionnées, mais cependant à une échelle moindre que pendant l'AGI.

f) *Sondages en incidence oblique :* Le Dr K. Davis a présenté un compte rendu de la réunion sur les sondages ionosphériques en incidence oblique, qui s'est tenue à Leicester, Grande-Bretagne, en juillet

1966 et à la suite de laquelle des recommandations ont été faites, principalement en ce qui concerne la présentation des résultats sous forme de graphiques standardisés.

Une des préoccupations du Comité URSI-CIG, comme du Comité Spécial pour les AISC, est de rendre accessible à tous les chercheurs les données obtenues par les quelque 200 stations qui ont effectué des observations pendant les Années du Soleil Calme, et une résolution de ce Comité (dont le texte est donné en annexe) recommande que copie de ces données soit envoyée aux Centres Mondiaux de Rassemblement de Données. Un certain nombre de publications sont en cours de préparation pour faciliter l'utilisation de cette énorme quantité de données ainsi rassemblées. Un Atlas d'Ionogrammes est en cours de publication, ainsi qu'une liste des stations ionosphériques qui ont fonctionné pendant les AISC et des informations concernant les ionosondes utilisées par les différentes stations.

Une monographie sur les profils d'ionisation N (h) en fonction de l'altitude a été préparée par J.W. WRIGHT. De plus, un sous-Comité du Comité URSI-CIG étudie les méthodes de traitement automatique des données.

Un volume des Annales des AISC (« IQSY Annals ») sera consacré à des exposés de synthèse (« data review papers ») qui traiteront des données synoptiques obtenues pendant les AISC et de leur comparaison avec celles de l'AGI, en vue d'en dégager l'influence de l'activité solaire sur les différents phénomènes ionosphériques. G.M. BROWN et W.R. PIGGOTT ont été chargés de l'article concernant les données obtenues par sondages verticaux, le Professeur RAWER et W.R. PIGGOTT de celui traitant de l'absorption ionosphérique et le Professeur R.W.H. WRIGHT de celui qui concerne les vents ionosphériques.

Signalons enfin qu'à l'occasion de la 4^e^ Assemblée des AISC et de la 10^e^ réunion du COSPAR qui se tiendront à Londres en juillet 1967, un Colloque AISC/COSPAR doit rassembler sous forme d'exposés de synthèse les principales conclusions qu'il est déjà possible de tirer des observations faites pendant les AISC dans les différentes disciplines. Cependant, plusieurs années seront nécessaires pour exploiter la masse considérable d'observations accumulées pendant les AISC.

2. Colloque sur la physique des phénomènes Soleil-Terre

L'idée d'un Colloque inter-Unions sur la physique des phénomènes Soleil-Terre fut émise à l'Assemblée Générale de l'URSI à Tokyo, en 1963.

Patronnée par l'URSI, l'UGGI (Union Géodésique et Géophysique Internationale), l'UAI (Union Astronomique Internationale) et le COSPAR (Comité pour les Recherches Spatiales), cette réunion a eu lieu à Belgrade, du 29 août au 2 septembre 1966.

M. RATCLIFFE était président et le Dr J.W. KING, secrétaire du Comité du Programme.

Les cinq sujets principaux, objets de ce Colloque, et les noms des auteurs des exposés de mise au point étaient les suivants :

A — Emission de particules solaires et champ magnétique interplanétaire (R. LÜST et E.N. PARKER).

B — Interaction du plasma solaire et du champ géomagnétique. 1. Conditions calmes (N.F. NESS et J.W. DUNGEY).

C — Interaction du plasma solaire et du champ géomagnétique. 2. Conditions perturbées (T. OBAYASHI et V.A. TROITSKAYA).

D — Particules énergétiques chargées dans la magnétosphère (V.A. KRASSOVSKY et B.J. O'BRIEN).

E — Température des particules neutres et chargées dans l'ionosphère et la magnétosphère (J.V. EVANS et K.I. GRINGAUZ).

200 communications, environ deux fois plus que prévu, furent présentées, une partie par leurs auteurs, une partie résumées par les auteurs des exposées de mise au point. 90 % traitaient du vent solaire et de la magnétosphère. Un recueil contenant les résumés des communications a été distribué à Belgrade aux participants mais seuls les exposés de mise au point sont publiés dans un volume spécial [2]. Certaines des communications ont été publiées dans des revues spécialisées [3].

Plusieurs communications françaises furent présentées parmi lesquelles une de MM. CARRU, PETIT et WALDTEUFEL sur la mesure de températures électroniques et ioniques par diffusion incohérente. Les résultats concernant les phénomènes observés en des points magnétiquement conjugués furent exposés par R. GENDRIN (GRI) en ce qui concerne les publications irrégulières à période décroissante (IPDP) enregistrées aux Iles Kerguelen et en URSS, et par R. SCHLICH (IPG) en ce qui concerne les micropulsations de type pc_1 et pi_1 observées simultanément au sud de la France et à l'Observatoire d'Hermanus, en République Sud-Africaine.

Il ressort de ce colloque que de très nombreux théoriciens se penchent actuellement sur les problèmes posés par la magnétosphère mais que des observations plus nombreuses doivent être effectuées au moyen de satellites et aussi en des stations au sol situées en des points magnétiquement conjugués.

3. Avenir de la coopération internationale en Géophysique

Le programme des AISC concernait des disciplines très variées, mais en liaison étroite les unes avec les autres, que l'on pourrait grouper sous le nom général de « physique solaire-terrestre ». Il est évident qu'une étroite coopération internationale est indispensable au succès des recherches entreprises dans ce domaine et c'est principalement pour cette raison que le Conseil International des Unions Scientifiques (ICSU) a encouragé l'organisation de l'AGI et des AISC. Quatre des Unions de l'ICSU, l'Union Astronomique Internationale, l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée, l'Union Géodésique

et Géophysique Internationale et l'URSI ainsi que le COSPAR sont impliquées dans la « physique solaire-terrestre ».

Le programme d'observations des AISC est terminé depuis le 31 décembre 1965 et le Comité Spécial des AISC sera dissout à la fin de 1967 après avoir rempli son mandat. Afin que soit poursuivie la coordination des recherches dans les domaines de la Géophysique qui dépendent du Soleil, l'ICSU a créé, à sa 11^e Assemblée Générale à Bombay, en janvier 1966, une Commission Inter-Unions pour la Physique solaire-terrestre (Inter-Union Commission on Solar-Terrestrial Physics, IUCSTP).

Cette Commission Inter-Unions, sous la présidence du Dr H. FRIEDMAN, est composée de représentants des Unions intéressées :

Dr Z. SVESKA (UAI), Prof. J. ROEDERER (UGGI), Prof. BEYNON (URSI), Dr N.V. PUSHKOV (COSPAR) et le Secrétaire en est le Dr C.M. MINNIS.

Le Comité Spécial de l'ICSU pour les AISC devant être dissout à la fin de l'année 1967, il a été décidé à la XV^e Assemblée Générale de l'URSI, que le Comité URSI-CIG serait également dissout à la même date. Un nouveau Comité de l'URSI pour la Physique solaire-terrestre (Comité URSI-STP) a été créé pour assurer la liaison indispensable de l'URSI avec la nouvelle Commission Inter-Unions (IUCSTP) et prendre en charge les responsabilités du Comité URSI-CIG, comme l'indiquent les recommandations de la Commission III, dont on trouvera le texte en annexe.

Le mandat de ce nouveau Comité URSI-STP est le suivant :

1. Coopérer avec l'IUCSTP pour toutes les questions concernant l'URSI dans le domaine de la physique solaire-terrestre,

2. Coordonner les activités des Commissions de l'URSI spécialement concernées dans le domaine de la physique solaire-terrestre,

3. Traiter de toutes les questions concernant l'AGI et les AISC qui étaient auparavant du domaine du Comité URSI-CIG, y compris le rassemblement des données dans les Centres Mondiaux de Données et la publication des données dans le domaine des sciences radioélectriques, y compris celles de l'AGI et des AISC,

4. Intégrer les futurs programmes spéciaux de l'URSI à ceux de l'IUCSTP, et coordonner et présenter l'avis de l'URSI en ce qui concerne les colloques dans le domaine de la physique solaire-terrestre.

Etant donné que, dans le vaste domaine de la physique solaire-terrestre, de nombreux sujets intéressent plusieurs Commissions de l'URSI, les propositions pour la composition de ce Comité URSI-STP seront faites par le représentant de l'URSI à l'IUCSTP (Prof. BEYNON) et les Présidents des Commissions II, III, IV et V de l'URSI.

La prochaine période de maximum d'activité solaire, en 1968-69, donnera certainement à ces nouveaux Comités l'occasion de poursuivre cette coopération internationale en Géophysique dont les AISC ont fourni une éclatante manifestation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PILLET G. et DU CASTEL F. — L'URSI et les années internationales du soleil calme. *L'Onde Electrique*, **44**, 444, 279-284.

[2] *Solar Terrestrial Physics*, Editor J.W. KING et W.S. NEWMAN (Academic Press, 1967).

[3] Voir en particulier *Journal of atmospheric and terrestrial physics*, **29**, 4 (avril 1967).

ANNEXE

Résolutions du Comité de l'URSI pour la Coopération internationale en Géophysique (URSI-CIG)

RÉSOLUTION I

Le Comité URSI-CIG recommande instamment que soit poursuivie l'étude de la corrélation entre les échauffements stratosphériques et l'absorption anormale des ondes radioélectriques dans la région D pendant l'hiver, en tant que programme d'études spécial après les Années internationales du Soleil calme, en vue d'établir le mécanisme d'interaction et les influences de l'activité solaire à long terme sur les phénomènes. Il est rappelé que, depuis les AISC, l'IUWDS, en coopération avec l'OMM, émet des Alertes STRATWARM, valables pour les deux hémisphères, afin d'attirer l'attention, en temps utile, sur l'existence, la situation et le mouvement des centres de réchauffements anormaux dans la stratosphère.

Dans le cadre d'un programme de recherches post-AISC, le Comité URSI-CIG propose les études suivantes dont la coordination entre les groupes intéressés sera assurée par le Rapporteur pour l'Ionosphère :

1) Observations continues, au sol, de l'absorption des ondes radioélectriques en vue d'établir les variations dans le temps et dans l'espace, particulièrement en hiver. Ces observations pourraient être utilisées pour déterminer l'opportunité d'observations plus coûteuses, par exemple à l'aide de fusées.

2) Déterminations de profils de densité électronique dans la région D, à partir d'observations effectuées au sol.

3) Mesures des densités ioniques et électroniques et de la composition de l'atmosphère neutre dans la région D, au moyen d'appareils embarqués à bord de fusées.

4) Mesures de profils du nombre de chocs dans la région D.

5) Observations des paramètres météorologiques de la stratosphère par ballons et de la mésosphère et de l'ionosphère inférieure par de petites fusées météorologiques.

RÉSOLUTION II

Le Comité URSI-CIG recommande que toutes les institutions qui effectuent des observations radioélectriques contribuant aux programmes internationaux, y compris l'AGI et les AISC, continuent d'envoyer copie de leurs données aux Centres mondiaux de données, conformément au Guide de l'AGI et aux différentes recommandations formulées par l'URSI. Il est particulièrement demandé de transmettre toutes les données des AISC dans les plus brefs délais.

Correspondance

RÉALISATION D'UN ENSEMBLE D'ENREGISTREMENT ET D'EXPLOITATION STATISTIQUE DE MESURES PHYSIQUES

PAR

R. OLLIVIER et J.C. QUERO

Laboratoire d'Electronique
et de Spectroscopie Hertzienne
Faculté des Sciennes, Rennes,

1. Introduction

L'exploitation statistique des mesures physiques attire de plus en plus l'attention des expérimentateurs.

Nous avons réalisé au Laboratoire d'Electronique et de Spectroscopie hertzienne de la Faculté de Rennes un rigidimètre automatique qui, suivant un programme donné, procède à des séries de déterminations de rigidités diélectriques sur divers échantillons d'isolants. Les histogrammes des tensions de claquage auraient pu être obtenus par exploitation directe des mesures sur un sélecteur d'amplitude ; le processus expérimental, relativement lent, a nécessité un stockage préalable des informations afin de réduire le temps d'exploitation des résultats.

Nous allons exposer ici la conversion des mesures pour un enregistrement analogique ainsi que la mise en forme du signal de lecture lors du dépouillement.

2. Réalisation

2.1. Enregistrement

Une mémoire conserve la valeur de crête atteinte lors de la montée en tension pour l'essai de rigidité. Cette tension est convertie en un signal à 1 kHz, d'amplitude proportionnelle, qui sera enregistré sur bande magnétique. Le processus est schématisé sur la figure 1.

La mémoire est constituée par le condensateur C qui se charge pendant la montée en tension. Le dispositif « chopper » (1) assure la conversion pour l'enregistrement. La bascule 1 ms (2) délivre, au début de chaque train d'onde, une impulsion de commande d'amplitude maximale (saturation de la bande magnétique) qui sera utilisée lors de la lecture. Le début de cette impulsion déclenche la bascule 1 s commandant l'enregistrement. Celui-ci terminé, une bascule de 5 s remet la mémoire à zéro.

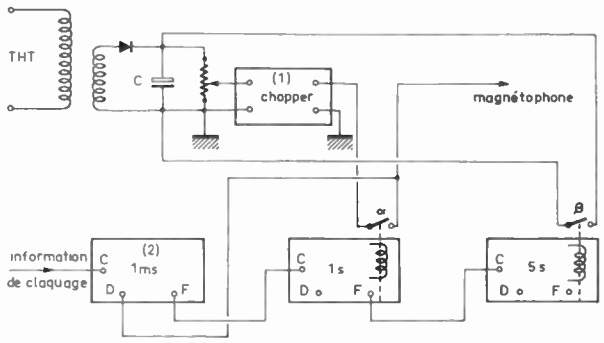


FIG. 1

2.2. Lecture

Nous disposions, pour l'exploitation des mesures, d'un sélecteur d'amplitude multicanal (SAM 60 de la SAIP) exigeant à l'entrée des impulsions de temps de montée inférieures à 20 μs et de temps de descente inférieures à 250 μs, d'où la conception de la lecture selon le schéma-bloc de la figure 2.

L'impulsion de commande qui précède chaque information déclenche la bascule 0,3 s. Dans ces

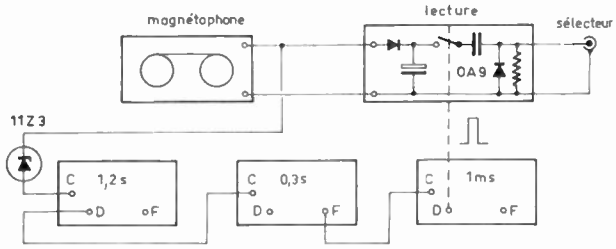


FIG. 2

conditions, la véritable mesure se fait 0,3 s après le début du train d'onde et apparaît sous la forme d'un créneau de durée 1 ms et d'amplitude proportionnelle au signal. Après différenciation, nous obtenons deux impulsions conformes aux exigences du sélecteur ; la diode 0A9 détermine la polarité de la seule impulsion retenue.

Une diode Zener d'entrée 11Z3 détermine un seuil qui ne peut être franchi que par l'impulsion de commande en début de train d'onde. Cependant, dans le cas de signaux d'amplitude maximale, on pouvait craindre un nouveau déclenchement de la lecture pour le même train d'onde. Pour l'éviter, l'impulsion de commande agit, en fait, sur une bascule supplémentaire de 1,2 s dont le début, seul, détermine le départ du processus de lecture. De cette façon, l'ensemble ne se trouve déverrouillé que 1,2 s plus tard.

Les circuits de mesure comportent un détecteur linéaire dont la tension est appliquée à un transistor « chopper » ouvert pendant 1 ms pour la mesure. Le temps de montée ne dépend que de la bascule de commande.

3. Résultats

Ce montage présente l'intérêt de ne nécessiter aucune performance exceptionnelle de la part du magnétophone. La dynamique de l'ensemble est de 50 dB pour une distorsion de 3 %. La fiabilité, actuellement éprouvée sur 2 000 h, est excellente. Il est intéressant d'avoir atteint ces performances sans recourir à un système numérique d'enregistrement avec les problèmes de conversion plus complexes qu'il implique.

4. Conclusion

Utilisé avec un sélecteur d'amplitude, un tel ensemble permet d'exploiter un grand nombre de renseignements d'origines très variées, par une simple adaptation de l'entrée. Il pourrait être appliqué à divers essais ou contrôles de fabrication, particulièrement en électrotechnique ou en mécanique. Cet appareil peut donc rendre des services importants, tant dans des laboratoires de recherche que dans des sondages industriels d'information sous forme statistique. La réalisation d'un sélecteur d'amplitude aux possibilités réduites, adapté à ce seul problème, est envisagé et ne semble pas poser de difficultés.

BIBLIOGRAPHIE

— Application des semiconducteurs « Les choppers », édité par le bureau de documentation de La Radiotechnique-Coprim.
— Manuel d'application des semiconducteurs. SESCO.

Corrigendum

Dans l'article « **Optimalisation des paramètres du système de télévision en couleur SECAM** », par J. FAGOT, Directeur Technique à la C.S.F., les figures 13 b et 14 a ont été retournées haut pour bas, lors de la mise en page.

Nous prions l'auteur et les lecteurs de *L'Onde Electrique* de bien vouloir nous en excuser.

Vie de la Société

MÉDAILLES ANDRÉ BLONDEL

Discours prononcé

par le Duc Louis de Broglie

le 19 mai 1967

Mesdames, Messieurs,

Le fonctionnement du Comité André Blondel a été, dans ces derniers temps, quelque peu modifié. Après la mort subite du regretté M. TRIBOT-LASPIERRE qui en assurait le secrétariat général et pendant quelques années, je n'avais pu maintenir la distribution annuelle des Médailles Blondel que grâce au dévouement de Mlle DEFRANCE et à l'aide qu'elle m'a apportée à cette occasion : je tiens à l'en remercier encore une fois bien vivement. Mais depuis un an, M. François CAHEN, ayant succédé à M. TRIBOT-LASPIERRE comme Secrétaire général de la Conférence Générale des grands Réseaux électriques C.I.G.R.E., a bien voulu assumer aussi la tâche de Secrétaire général du Comité André Blondel et, à cette occasion, le Comité avait chargé son nouveau Secrétaire général de mettre au point une réorganisation de l'attribution et de la remise des Médailles Blondel. M. François CAHEN s'est occupé activement cet hiver de cette réorganisation et désormais les Médailles Blondel attribuées par une Commission de la Médaille élargie seront remises, comme elles vont l'être pour la première fois aujourd'hui, non plus dans une petite réunion du Comité et de ses invités, mais dans une séance commune plus solennelle de la Société française des Electriciens et de la Société française des Electroniciens et des Radioélectriciens.

Réunie comme d'habitude au mois de mars, la Commission de la Médaille, désormais plus nombreuse, s'est trouvée en présence de plusieurs candidatures préalablement présentées par divers organismes et diverses personnalités. Nous avons eu, une fois de plus, l'impression réconfortante que nous possédons en France un grand nombre de jeunes chercheurs d'une grande valeur qui méritent, par l'importance de leurs travaux, de recevoir la haute récompense que nous décernons. Si cette constatation est de nature à nous réjouir, elle n'est pas aussi sans nous embarrasser quelque peu car il nous faut choisir, le nombre des lauréats annuels qui est régulièrement de deux ne pouvant qu'exceptionnellement être de trois. Or, cette année précisément, le mérite de certains candidats nous a amenés, après une assez longue discussion de leurs titres, à décerner trois Médailles Blondel.

Nos lauréats sont M. Georges BONNET, Professeur sans chaire à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur du Centre d'Etudes des phénomènes aléatoires, M. Gérard FOURNET, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris et à l'Ecole Supérieure de Physique et de Chimie, et M. Léon MALNAR, Chef de laboratoire au département de Physique appliquée de la Compagnie générale de Télégraphie sans Fil C.S.F. et Professeur à l'Ecole nationale de l'Aviation civile. C'est donc à eux, qu'après avoir rapidement résumé leurs carrières et leurs travaux, je vais avoir le plaisir de remettre successivement une des Médailles que le Comité Blondel décerne chaque année.

Monsieur Georges Bonnet

Né à Marseille le 3 octobre 1925, vous avez poursuivi vos études supérieures aux Universités de Marseille et de Grenoble où vous passez brillamment la licence ès Sciences. Vous commencez votre carrière d'ingénieur à la Société Astyr de Marseille où vous vous occupez d'Electronique et de Radiocommunication, puis de 1952 à 1957 vous êtes Ingénieur contractuel de la Marine Nationale au Laboratoire de Recherches de l'Etablissement de Saint-Tropez où vous étudiez des questions d'électronique se rapportant à l'Acoustique sous-marine. En 1957, vous devenez ingénieur au Commissariat à l'Energie atomique, affecté au Centre d'Etudes nucléaires de Grenoble où vous ne tardez pas à jouer un rôle important et où vous avez créé un Centre d'études des phénomènes aléatoires que vous dirigez et où se sont accomplis déjà de nombreux travaux sous votre direction. En 1961, vous passez à la Faculté des Sciences de Grenoble une thèse intitulée « Théorie d'une métrologie du champ magnétique terrestre basée sur la résonance de noyaux atomiques polarisés » dont la valeur a été très remarquée. Entré à la Faculté des Sciences de Grenoble comme Maître de conférence en 1962, vous y êtes maintenant Professeur sans chaire, tout en continuant à diriger le Centre d'étude des phénomènes aléatoires.

On peut caractériser l'ensemble de vos travaux en disant qu'ils ont porté essentiellement sur l'étude des méthodes électroniques de mesures physiques. Déjà, pendant votre passage dans l'industrie privée et à la Marine Nationale, vous aviez eu à étudier des appareils de radiocommunication sur ondes métriques et des problèmes d'acoustique sous-marine et de piézoélectricité.

Mais la partie sans doute la plus importante de vos recherches a porté sur l'étude du signal et sur les phénomènes aléatoires que cette étude conduit à analyser parce que tout signal est toujours plus ou moins noyé dans un « bruit » à caractère aléatoire. Vous avez été ainsi amené à utiliser des calculs et des méthodes statistiques qui étaient déjà bien connus dans la théorie des Télécommunications, mais que vous avez étendus à des domaines très divers, par exemple pour l'étude générale des divers procédés de

mesures physiques, la représentation de certains phénomènes de la Physique du Solide et la classification des propriétés des signaux aléatoires. Avec ceux dont vous dirigez les travaux dans ce domaine, vous envisagez déjà beaucoup d'autres applications des méthodes que vous avez mises au point.

Dans le domaine du Magnétisme, votre connaissance approfondie des processus aléatoires vous a permis de prévoir complètement, d'une façon entièrement confirmée par l'expérience, les propriétés des magnétomètres à résonance magnétique, d'introduire et d'étudier la notion de « filtre quantique » et d'établir une théorie stochastique du déplacement des parois de Bloch en champ faible, confirmant et étendant les travaux antérieurs de M. NÉEL. Vous avez fait également de multiples applications de vos études théoriques sur les signaux, dans le domaine de l'optique et même dans celui de certains phénomènes biologiques.

Vos travaux sur la théorie des signaux et des phénomènes aléatoires vous ont amené à collaborer avec B. BLANC-LAPIERRE qui, on le sait, est un maître en cette matière. Vous avez publié avec lui chez Masson en 1965 un important ouvrage intitulé « Méthode statistique pour l'étude des phénomènes de fluctuations ». Vous avez publié également un livre sur le « traitement du signal avec application particulière à l'Acoustique sous-marine » et, avec quelques collaborateurs, vous en préparez un troisième sur les corrélateurs.

La liste de vos travaux écrits est déjà importante. Vous avez, seul ou en collaboration, publié trente et un articles dans divers périodiques scientifiques et vous avez rédigé pour la Marine onze rapports d'étude constituant des travaux classifiés. Le nombre des brevets que vous avez pris, seul ou avec d'autres chercheurs, s'élève à dix. Vous assurez à Grenoble, à la Faculté des Sciences et à l'Ecole Polytechnique, des enseignements réguliers et vous dirigez de nombreuses recherches. Sept thèses préparées sous votre directive ont déjà été soutenues et dix sont en préparation.

Un tel ensemble de travaux d'une haute valeur et en plein développement vous qualifiait sans nul doute pour devenir un des lauréats de la Médaille Blondel. C'est pour moi un plaisir de vous la remettre au nom du Comité qui la décerne.

Monsieur Gérard Fournet

Né le 2 mai 1923 à Paris, vous passez le baccalauréat en 1941 et vous êtes Elève de l'Ecole Supérieur de Physique et Chimie de 1941 à 1944. Sorti diplômé de cette Ecole, vous êtes, de 1944 à 1946, ingénieur aux établissements Férisol où vous vous occupez de problèmes d'électronique liés à des mesures physiques. Puis de 1946 à 1952, vous êtes ingénieur de Recherches à l'O.N.E.R.A. où vous travaillez sous la direction de M. GUINIER sur des problèmes de diffusion des Rayons X et de Physique des Solides. Cela vous amène à compléter vos titres universitaires. Vous passez la licence ès sciences physiques en 1947, vous obtenez le Diplôme d'études supérieures de Mathématiques en 1948 et vous soutenez en juin 1950 une thèse de Doctorat sur l'Etude théorique et expérimentale de la diffusion des Rayons X par les ensembles denses de particules.

A partir de ce moment, votre activité va se développer sur deux plans différents, d'une part le plan technique et d'autre part le plan scientifique. Sur le plan technique vous entrez en 1952 à la Société Alsacienne de Construction mécanique (aujourd'hui Alcatel) comme Chef de service aux laboratoires de Télécommunications et vous devenez Ingénieur en Chef de cette Société de 1958 à 1962. Vous y avez créé un service de Physique des Solides en vue de ses applications à la technique des Télécommunications. Cela vous a amené à étudier les diodes au germanium, les transistors au germanium et au silicium, les thermistances et même certains types de corps ferrimagnétiques. Mais vous avez également fondé et dirigé à la S.A.C.M. un service de Physique nucléaire où vous avez étudié le comportement thermodynamique des réacteurs nucléaires, tous les problèmes de mesure, de contrôle et de commande des réacteurs, les systèmes de réglage des débits du fluide de refroidissement et la théorie des conditions de divergence.

En 1959, vous avez également créé le laboratoire de la Société industrielle de Combustible nucléaire qui sert d'intermédiaire entre les fabrications de cette société et le Commissariat à l'Energie atomique. Enfin, pour des Sociétés liées à la Société Alsacienne, vous vous êtes occupé de problèmes d'Electroacoustique et vous avez acquis de grandes connaissances en ce domaine.

Mais votre grande activité sur le plan technique ne vous a pas empêché d'en avoir une autre également très importante sur le plan de l'enseignement. Dès 1950, vous devenez Sous-Chef du Laboratoire d'Electricité appliquée de l'Ecole de Physique et de Chimie industrielles dont vous aviez été élève quelques années auparavant et, sous la direction de M. TOURNIER et en acquérant ainsi une connaissance étendue de l'enseignement des bases de la radiotechnique et de l'électronique, vous introduisez, dans les travaux pratiques des élèves de 4e année, des études et des travaux pratiques correspondant aux derniers progrès de la technique dans ces domaines. En 1955, vous êtes chargé, toujours à l'Ecole de la rue Vauquelin, de conférences sur « les Rayons X et l'étude des structures » que vous complétez en exposant les principes de la Physique des Solides appliquée à l'Electronique. De 1958 à 1963, vous remplacez M. GOUDET comme Professeur d'Electronique à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications et, depuis 1959, vous faites le cours d'Electricité appliquée à l'Ecole Supérieure de Physique et Chimie, tâche que vous poursuivez actuellement en même temps que vos enseignements à la Faculté des Sciences de Paris. De plus, dans ces dernières années, vous avez organisé à la demande de M. OLMER une option « Physique des Solides » à l'Ecole Supérieure d'Electricité et vous assurez vous-même une partie des cours qui portent sur les principes et les applications de cette importante branche de la Science. On voit ainsi que votre activité dans le domaine de l'enseignement a été aussi large et aussi féconde que votre activité dans le domaine des recherches scientifiques et industrielles.

Le temps me manque pour faire une analyse plus détaillée de vos recherches. On s'en rendra aisément compte si je dis que, dans la liste vraiment impressionnante de vos travaux, on ne relève pas moins de 79 notes et exposés publiés, seul ou en collaboration, dans divers périodiques ou présentés dans des Congrès. Il faut y comprendre quatre ouvrages consacrés aux Rayons X et à la Physique électronique des Solides. De plus, de très nombreux travaux ont déjà été faits par des chercheurs qui travaillent autour de vous, sous votre direction.

Est-il besoin de dire que des travaux aussi remarquables et aussi nombreux, joints à une grande activité d'enseignement et d'organisation de recherche, vous donnaient les plus grands titres pour devenir lauréat de la Médaille Blondel ? Je suis heureux que mes fonctions de Président du Comité André Blondel m'amène à vous la remettre aujourd'hui.

Monsieur Léon Malnar

Quoique de nationalité française, vous êtes né en Yougoslavie à Sélo le 5 septembre 1928. Votre père était tôlier et, revenu en France à l'âge de 6 ans, vous avez été élève dans une école d'apprentissage, ce qui vous a conduit à entrer à 16 ans dans une usine comme tourneur. Ce début ne paraissait pas devoir vous conduire à devenir lauréat de la Médaille Blondel et cela permet d'apprécier combien il vous a fallu d'intelligence, de travail et de persévérance pour vous amener à occuper la place qui est la vôtre aujourd'hui. Possédé par le désir de vous instruire, vous préparez tout seul votre baccalauréat et, l'ayant passé avec succès, vous pouvez obtenir une place de répétiteur au lycée de Valenciennes. Vous avez ainsi la possibilité de préparer votre licence ès sciences que vous obtenez en 1952. Devenu Ingénieur de la Navigation aérienne en 1956 après deux années d'études à l'Ecole Nationale de l'Aviation civile, vous êtes peu satisfait des obligations plutôt routinières que ces fonctions vous imposent et, attiré par la recherche, vous entrez dès la fin de cette année 1956 comme Ingénieur à la Compagnie générale de Télégraphie sans Fil, C.S.F.

Désormais orienté vers la recherche technique, vous étudiez d'abord des problèmes relatifs aux circuits à ultra-haute fréquence et vous avez réalisé les éléments d'un faisceau hertzien trans-horizon expérimental. Mais bientôt après, c'est vers l'électronique quantique et les problèmes qu'elle pose que vous tournez principalement votre attention et, dès 1959, vous mettez au point un maser à rubis fonctionnant sur 3 centimètres de longueur d'onde, ce qui était à l'époque un véritable exploi. Aussi, en 1961, êtes-vous chargé par la C.S.F. de la direction d'un laboratoire ayant mission de développer les applications du procédé de pompage optique qui, comme nous le savons tous, a été inventé et mis au point par M. Alfred KASTLER et ses collaborateurs. Vous êtes d'ailleurs en relations constantes avec l'équipe de M. KASTLER et cela vous a permis de tirer au clair certains points fondamentaux tels que l'influence de l'intensité de la lumière de pompage sur la fréquence de la résonance observée.

Parmi les réalisations que vous avez faites dans le domaine de l'électronique quantique, on doit citer d'abord une horloge atomique de précision relative supérieure à 10^{-11} qui a été récemment, lors d'une comparaison faite à l'Observatoire de Paris, reconnue être la meilleure de son espèce parmi toutes celles qui utilisent le même procédé de pompage optique. On doit mentionner aussi un magnétomètre d'une très haute précision qui a servi à équiper les avions « Atlantique » de l'O.T.A.N. en vue de la détection des sous-marins et qui a permis de perfectionner considérablement la détection géophysique magnétique. Ce dernier appareil a servi également à établir la carte magnétique de la France et à faire de très nombreux vols de détection pétrolière dans le monde entier. Ces deux réalisations ne pouvaient être faites que par quelqu'un qui, comme vous, connaissait bien les phénomènes utilisés, avait les connaissances de base nécessaires pour en tirer le meilleur profit et possédait un grand talent de technicien et d'expérimentateur.

Votre œuvre écrite comprend une dizaine d'articles importants qui ont paru dans diverses publications françaises ou étrangères. Et vous avez prouvé vos qualités d'invention en déposant, comme ingénieur de la C.S.F., une encore ajouter que, depuis 1962, vous êtes Professeur à cette Ecole nationale de l'Aviation civile où vous avez autrefois terminé vos études.

Monsieur MALNAR, quand la Commission du Comité Blondel qui attribue les Médailles a eu à examiner les titres des candidats qui lui avaient été présentés, son attention a été retenue non seulement par le nombre et la qualité de vos travaux, mais aussi par le rare mérite que, véritable autodidacte, vous avez eu de vouloir compléter les lacunes de votre formation primitive et de parvenir ainsi, au prix d'efforts prolongés, à vous élever au haut degré de connaissances scientifiques et techniques qui est le vôtre aujourd'hui. Aussi la Commission, qui en général se borne à distribuer deux Médailles Blondel, a-t-elle voulu cette année en décerner une troisième et vous la réserver. Et c'est pour moi un plaisir de vous la remettre maintenant.

GROUPE DE BRETAGNE

● Le 20 juin 1967 a eu lieu à Lannion (au Centre de Recherche du CNET) une journée d'études et d'information sur le thème de l'**Electronique « ultra rapide ».**

Au programme de cette manifestation étaient inscrits les conférences suivantes :

I. *Etude d'un circuit de logique rapide à transistor*

par MM. CONRUYT et SERRAND (CNET - Département Recherches sur les Machines Electroniques, Issy-les-Moulineaux).

II. *Quelques techniques de logiques ultra-rapide*

par M. J. VERNHET (CGE - Centre de Recherches de Marcoussis).

III. *Une technique de commutation rapide : la CMCTL*

par M. F. AVILES (Chef du service de Technologie Avancée de la CII).

IV. *Méthodes et technologie des codeurs de temps ultra-rapides appliquées aux communications spatiales*

par M. P. DURAND (Chef du service Electronique spatiale de la Société Intertechnique).

V. *Codage MIC (modulation en impulsions codées) à grande vitesse*

par M. P. FRITZ (CNET - Centre de Lannion).

Des sommaires de ces conférences (en moyenne deux pages) sont disponibles auprès du secrétariat du groupe de Bretagne de la SFER, Centre de Recherches du CNET, 22-Lannion, et auprès des conférenciers.

● D'autre part, à ce même Centre de Lannion, auront lieu les 25 et 26 octobre prochains deux journées d'études consacrées aux **Dispositifs amplificateurs aux hyperfréquences.** Les lecteurs de l'*Onde Electrique* qui n'auraient pas été touchés par la convocation du Groupe de Bretagne, y sont cordialement invités.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

Le Département « Fréquences » du Centre National d'Etudes des Télécommunications, 196, rue de Paris, 92-Bagneux, nous fait savoir que, par suite d'incidents techniques sur l'installation Cs2, il n'y aura pas encore de TABLEAU DES MESURES JOURNALIÈRES DES PHASES DES EMETTEURS DE FRÉQUENCE ETALON pour les mois de juillet et août 1967.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

NOUVELLES PUBLICATIONS DE L'U.I.T.

L'Union Internationale des Télécommunications annonce la publication récente de plusieurs documents parmi lesquels nous relevons :

— le *Manuel sur les antennes pour ondes décamétriques à effets directif, C.C.I.R.*, 1966, publié à la suite d'une décision prise par le Groupe d'experts créé en application de la Résolution N° 3 de la Conférence administrative ordinaire des radiocommunications, Genève 1959.

— une partie des *Documents de la XI^e Assemblée plénière du Comité Consultatif International des Radiocommunications* (Oslo, 1966) :

Volume I : Emission - Réception - Vocabulaire (Commissions d'études I, II et XIV).

Volume III : Service fixe - Service mobile - Fréquences étalon et signaux horaires - Contrôle des émissions (Commissions d'études III, XIII, VII et VIII).

Volume V : Radiodiffusion - Télévision (Commissions d'études X, XI et XII et C.M.T.T.).

Un avis concernant les Volumes II, IV et VI sera publié ultérieurement.

Ces ouvrages sont publiés séparément et au même prix en Anglais et en Français ; on peut se les procurer en écrivant au Service des ventes de l'Union internationales des télécommunications, place des Nations, 1211, Genève, 20, Suisse.

Les prix sont les suivants, port et emballage compris :

Manuel sur les antennes (100 pages) 11,50 F suisses.

— Assemblée plénière du CCIR :

Volume I (310 pages) ..... 25 F suisses
Volume III (440 pages) ..... 30 F suisses
Volume V (390 pages) ..... 25 F suisses

DOCUMENTATION SESCO

La SESCO a fait paraître récemment un important volume de 600 pages, le « COMPACT 1967 ».

En plus des feuilles de caractéristiques de chaque produit, cette édition trilingue : Anglais, Allemand, Français, comporte :

— un listing alphanumérique des produits classés par puissance, tension, courant, fréquence de transition, t-off, qui permet de trouver rapidement le dispositif adéquat à un problème posé,

— une indication des homologations,

— un guide d'applications.

Par ailleurs, les symboles et méthodes de mesures employés sont définis dans un chapitre séparé ainsi que les méthodes d'évaluation de fiabilité.

Pour recevoir cette documentation, il suffit de la demander au Service de la Promotion des Ventes de la Société Européenne des Semiconducteurs SESCO, 41 ,rue de l'Amiral-Mouchez, Paris-13^e, Tél. 707.32.74 et 37.00. C.C.P. Paris 18.783.62 en y joignant la somme de 50 F.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

NOUVEAUX PRODUITS CHIMIQUES POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

La demande d'amélioration des matériaux thermocollables utilisés dans la fabrication des circuits imprimés, et en particulier dans les assemblages multicouches, a conduit NELCO, représenté par COMERSO, 30, bd Bonne-Nouvelle, Paris-10^e, tél. 770.33.07, à modifier sa formule de résines époxydes.

Cette nouvelle formulation appelée « Système de résine époxy élastomérisée » possède, après cuisson, une très forte adhérence à la plupart des surfaces métalliques qui, sauf dégraissage, n'impliquent aucune autre préparation. Parmi les métaux auxquels cette résine adhère citons : le cuivre, le nickel, le kovar, l'aluminium et l'acier.

Deux produits nouveaux sont actuellement commercialisés :

— NELCO 3260 : tissu de fibre de verre — de manipulation facile — imprégné avec la nouvelle résine élastomérisée et amené, par cuisson partielle, au stade « B » (semi-polymérisé).

— POXYFILM 1001 : produit élastomérisé sous forme de film de 0,025 mm d'épaisseur et amené au même stade « B ».

Le NELCO 3260 est surtout recommandé comme agent adhésif entre les surfaces de masse et celles des circuits logiques. Cette formulation assure une forte cohésion, une résistance accrue à la chaleur, un bon isolement électrique et la séparation nécessaire entre les surfaces avec, cependant, suffisamment de résine pour remplir tous les interstices du cuivre.

Le POXYFILM 1001 est un film collant, aux tolérances très serrées, ayant des propriétés adhésives extrêmement élevées. Très facile à manipuler et par conséquent économique en fabrication, il se laisse matricer et, une fois positionné avec précision, n'aura que très peu de fluage ou de glissement pendant la cuisson.

MATÉRIAU CELLULAIRE AGGLOMÉRÉ POUR L'EMBALLAGE DE MARCHANDISES LOURDES

La mousse (R) Moltopren de BAYER offre la possibilité d'emballer pratiquement n'importe quel objet, toutefois une certaine restriction dans le poids des marchandises était jusqu'à présent imposée du fait de la limitation de portance de la charpente cellulaire, limitation déterminée par la densité de la mousse.

A l'aide de nouveaux procédés, BAYER est parvenu à transformer du Moltopren souple qui peut désormais être employé avec succès pour l'emballage d'articles lourds. Pour ce faire, on réduit des déchets de Moltopren en petits flocons, que l'on incorpore avec d'autres ingrédients à un mélange expansible ; ce dernier est formé ensuite sous pression en plaques ou profilés. On obtient ainsi un matériau peu coûteux, possédant des propriétés analogues à celles du Moltopren souple, à densité élevée, mais d'une portance et d'un pouvoir amortissant beaucoup plus importants. Il permet de réaliser très simplement par collage des coins de calage, qui fixent l'objet dans l'emballage et lui assurent une protection certaine contre les chocs, la chute et les secousses. En outre, les travaux nécessaires pour l'emballage s'en trouvent simplifiés et accélérés.

Pour de plus amples informations s'adresser à SOGEP, 5, rue Hamelin, Paris-16e.

COMPOSITIONS NOUVELLES POUR MICROCIRCUIT A FILMS ÉPAIS

A sa gamme existante de préparations résistives et conductrices disponibles en Europe, Du Pont vient d'ajouter des préparations pour l'impression par sérigraphie des condensateurs, des conducteurs en lignes très fines et des isolants pour permettre le croisement des conducteurs.

La composition diélectrique n° 448-6950R permet d'obtenir des densités capacitives de 4 000 à 10 000 pF/cm2 avec des valeurs de constante diélectrique entre 500 et 700 et un facteur de dissipation inférieur à 2 %. Les compositions à conductivité élevée permettent d'imprimer des lignes très fines (largeur minimale 50 microns), séparées par des intervalles de même dimension.

Le type à base de platine-or est soudable. Le type à base d'or peut aussi convenir aux sertissages.

La composition isolante n° 8190 pour croisement des conducteurs (crossover) permet de déposer une couche isolante entre les deux conducteurs. Elle possède une constante diélectrique d'environ 9 et un facteur de dissipation inférieur à 2 %.

Une autre nouveauté est à signaler : c'est une pâte d'enrobage à base de verre qui doit subir une cuisson à des températures relativement faibles. Le produit est bon marché et il existe en plusieurs couleurs, ce qui permet le marquage des circuits.

Du Pont produit également une gamme de compositions à base d'or et d'alliages d'or qui permettent le sertissage des pastilles de silicium pour transistors. La plus polyvalente parmi ces compositions est la pâte à base d'or n° 8115.

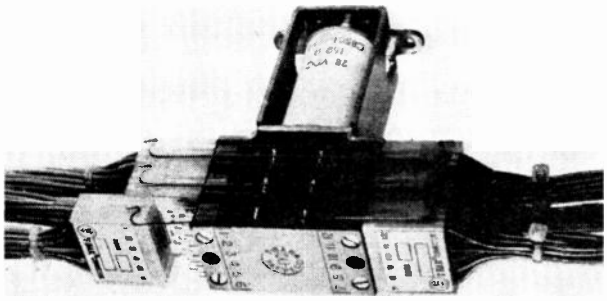
Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser à :

P.L. Bonferroni, Du Pont Information Service, Boîte Postale CH-1211, Genève 24, Suisse.

UNE NOUVEAUTÉ EN COMMUTATION : JUSQU'A 108 CONTACTS SUR LE MÊME ÉLÉMENT

SODIMATEL, 44, rue Alphonse-Penaud, Paris-20e, tél. 636.43.02, lance sur le marché, la gamme des Relais, interrupteurs, boutons poussoirs T-BAR, qui apporte une solution rationnelle et économique aux problèmes de commutation multi-circuits (commutation de signaux d'information, de mesure et de télémesure, tests automatiques, contrôles de câbles, signalisation, convertisseurs de codes, etc.).

Avec une consommation et un encombrement réduits, un seul organe T-BAR remplace plusieurs relais ou commutateurs usuels.



Tous les produits de base sont réalisés à partir de modules standards en boîtiers moulés, comportant 12 contacts protégés simples (R ou T) ou inverseurs (R-T). Ces modules, en nombre variable selon les modèles, sont actionnés simultanément par un organe commandé électriquement ou manuellement.

La gamme T-BAR comprend :

— relais instantanés, relais bistables,
— relais en version « aéronautique »,
— interrupteurs, inverseurs, boutons poussoirs,
— accessoires : connecteurs amovibles et outillages.

Principales caractéristiques

— toutes tensions normales d'alimentation CC ou CA - de 6 à 220 V,
— pouvoir de coupure (par contact) : 5 A,
— tensions commutées : de quelques microvolts à 1 000 V,
— faible résistance des contacts (applications « mesure ») - argent/or,
— nombre d'opérations : > 30 millions,
— températures d'utilisation : — 55 à + 85 °C,
— étanchéité aux poussières (modèle standard),
— modèles hermétiques répondant aux normes aéronautisues (optionnel).

NOUVEAUX TRANSISTORS DE PUISSANCE V.H.F. DE LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.

Complétant la gamme de ses semiconducteurs pour télécommunications, la RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. dispose désormais de deux nouveaux transistors de puissance V.H.F. : le BLY 37 et le BLY 53.

La caractéristique la plus remarquable de ces deux types de transistors planar NPN au silicium est de fournir une *puissance de sortie de 5 W à 470 MHz*. Le gain en puissance minimal est de 6 dB pour une puissance d'entrée inférieure à 1,25 W. La tension d'alimentation du BLY 37 est de 28 V ; celle du BLY 53 est de 13,8 V.

Ces transistors sont présentés en boîtier tourelle, surmoulé d'époxy, à quatre connexions radiales dont deux d'émetteur, ce qui réduit l'inductance En cours de contrôle, ils ont subi des essais de court-circuit et de coupure. En fonctionnant à des fréquences inférieures, ils fourniront des fréquences supérieures à 5 W : par exemple, 8 W à 250 MHz

NOUVEAUX FILTRES MOYENNE ET HAUTE FRÉQUENCE

Cambridge Thermionic Corporation (CAMBION), représentée par TECHMATION, 113-115, rue Lamarck, Paris-18e, tél. 627.47.79, annonce la sortie de filtres moyenne et haute fréquences blindés, prêts à l'emploi :

1° Filtre groupe A, Fo 1 MHz, accordable 4 fonctions, passe-haut, passe-bas, passe-bande, rejecteur de bande (encombrement 33 cm³).

2° Filtre groupe B, Fo 20 MHz, accordable 4 fonctions (encombrement 17 cm³).

3° Filtre groupe C, miniaturisation du groupe B (encombrement 5,46 cm³ non accordable), passe-haut, passe-bas.

4° Filtre groupe D, filtre passe-bande extra plat Fo 30 MHz (accord 30 % de Fo).

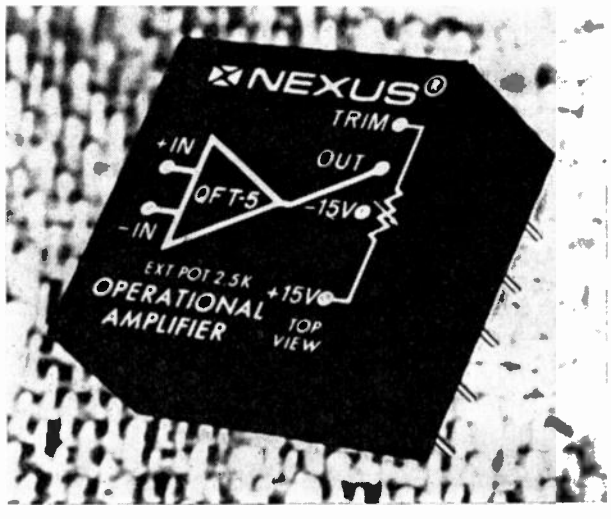
5° Filtre groupe E, filtre passe-bande Fo 40 MHz (accord 3 % de Fo).

AMPLIFICATEURS NOUVEAUX NEXUS

NEXUS, représenté en France par TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A., 19-21, rue Madame-de-Sanzillon, 92-Clichy, présente :

— d'une part, l'amplificateur opérationnel à effet de champ QFT-5 qui, malgré son faible prix, présente des performances remarquables.

Il est destiné au domaine industriel lorsque la résistance de source de générateur atteint des valeurs de l'ordre de la centaine de kiloohms. Dans ce cas, la valeur du courant d'offset est primordiale.

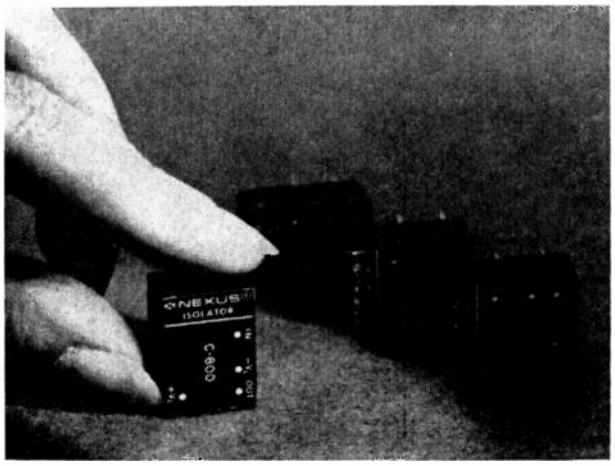


Ses caractéristiques sont :

- tension de sortie : ±11 V/5,5 mA,
- gain en boucle ouverte : 100 000,
- dérive de la tension offset (—25 à +85 °C) : 50 µV/°C,
- fréquence maximale à plein signal : 50 kHz,
- courant d'offset : 100 pA ;

— d'autre part l'Amplificateur adapteur d'impédance large bande C-800 qui offre l'avantage de présenter une impédance d'entrée et une largeur de bande importantes, malgré un volume de la taille d'un circuit intégré.

Ses utilisations principales sont les suivantes : adapteur d'impédance pour cellule photoélectrique, capteur piézoélectrique, mémoire analogique, etc.



Ses caractéristiques sont :

- impédance d'entrée : 10^{12} Ω.
- courant d'offset : 10 pA,
- tension de sortie : 10 V/2 mA,
- fréquence maximale à plein signal : 100 kHz,
- gain de l'amplificateur : 1,
- précision sur le gain : 0,02 %.

NOUVELLES CELLULES PHOTORÉSISTIVES HEWLETT-PACKARD

Ces cellules photorésistives 4600HPA, possèdent un temps de commutation rapide qui n'affecte pas leur stabilité en température. Elles sont avant tout conçues pour les « photochoppers », notamment utilisés dans les amplificateurs continus de grande sensibilité.

Leur résistance d'obscurité caractéristique est de 500 MΩ et leur résistance d'insolation peut être de 4 kΩ, 10 kΩ et 100 kΩ. Celle-ci a été mesurée avec un niveau de 600 µW/cm², obtenu à partir d'une lampe néon NE 2U, de grande luminiscence et traversée par un courant de 1,5 mA.

Leur temps de descente caractéristique est de 1,2 ms temps nécessaire pour que la résistivité varie dans le rapport 10, après suppression de l'illumination). Ces cellules permettent aux « choppers » de fonctionner à une fréquence de découpage de 500 Hz et leur confèrent un rendement de 95 % (volts crête à crête en sortie/volts continus à l'entrée).

Le pic de réponse spectrale se situant à 6 550 Å, ces cellules sont aussi sensibles aux lampes néon qu'aux lampes à incandescence.

Auparavant, lorsqu'on recherchait avant tout une grande stabilité, on utilisait des cellules au sulfure de cadmium, bien que leur temps de descente soit très lent. Par la suite, lorsque la vitesse fut le facteur essentiel, on a utilisé des cellules au séléniure de cadmium, bien que leur stabilité soit assez mauvaise.

Les cellules HPA série 4600 étant au sulfo-séléniure de cadmium associent donc la grande stabilité des unes et la rapidité de descente des autres. Chaque cellule est vieillie au préalable pour assurer le maximum de stabilité. Leur résistance d'insolation est pratiquement modifiée par un facteur 1,5 pour une variation de température de 25 °C à 65 °C.

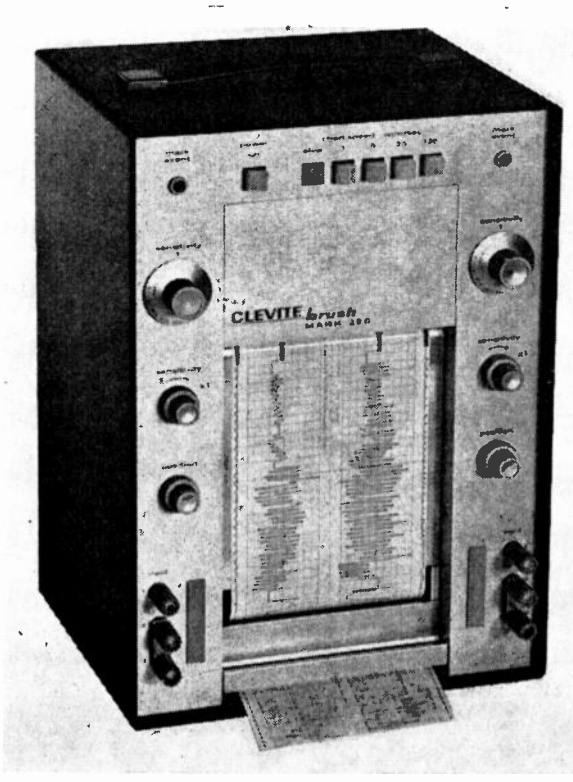
Elles entrent dans la constitution d'instruments HEWLETT-PACKARD de grande sensibilité tels que le microvoltmètre 425 A, le détecteur de zéro 419 A et l'amplificateur fonctionnel 2460A.

Leur boîtier est étanche et présenté sous le type TO-5. La tension maximale admissible entre le boîtier et les connexions est de 200 V. Sur demande, la fenêtre est recouverte par une couche conductive transparente qui assure l'immunité de la cellule aux transitoires électriques engendrées par la source lumineuse.

ENREGISTREUR ANALOGIQUE PORTATIF A DEUX CANAUX

Un nouvel enregistreur portatif analogique à deux canaux, le MARK 220, vient d'être présenté par la division « Brush Instruments », de la CLEVITE CORPORATION. L'enregistreur pèse environ 10 kg et offre de multiples possibilités, tel le retour de plume par servo-mécanisme, l'encrage sous pression et l'écriture rectiligne.

La réponse en fréquence est horizontale jusqu'à 100 c/s. L'entrée est différentielle, équilibrée par la terre. Chaque canal est doté de trois entrées munies de mise à la terre amovibles. Sensibilité : 1 mV par division.



Parmi ses caractéristiques spéciales, nous citerons un limitateur de course de plume qui empêche tout dommage à l'enregistreur par surchage accidentelle quelle que soit la position de l'atténuateur, ainsi qu'un système traçant les ondes carrées sans pointes ni arrondis.

Le tableau de contrôle comprend un atténuateur à 14 positions, un vernier pour le réglage continu de la sensibilité entre les étages, ainsi que le contrôle de la position de la plume.

Le Mark 220 utilise le papier bon marché, Brush Accuchart (R) dont le rouleau se remplace facilement par l'avant de l'appareil. La vitesse de déroulement est commutable électriquement entre 1, 5, 25 et 125 mm/s.

Le nouvel enregistreur est équipé de composants électroniques de haute fiabilité garantissant un fonctionnement sûr. Deux modèles sont livrables sous 50 périodes : l'un pour 115 V, l'autre pour 230 V. Deux « Marquers d'événements », un sur chaque marge sont livrés comme équipement standard, un troisième, entre les canaux, est livrable moyennant supplément de prix.

L'enregistreur est en vente chez CLEVITE BRUSH à Anvers (Belgique), 43-45 Cadixstraat. Tél. 03/31.25.76.

NOUVEL ÉQUIPEMENT DE VISUALISATION DE COTES POUR LA COMMANDE DES MACHINES-OUTILS

Les équipements de visualisation de cotes ALCATEL, VC360 et VC361, réalisés en circuits intégrés, sont conçus pour la mesure et l'affichage à distance des déplacements, en grandeur et en signe, des organes mobiles d'une machine-outil, mais ils peuvent être utilisés pour la visualisation de tous mouvements linéaires ou circulaires (compte-tours).

Principe

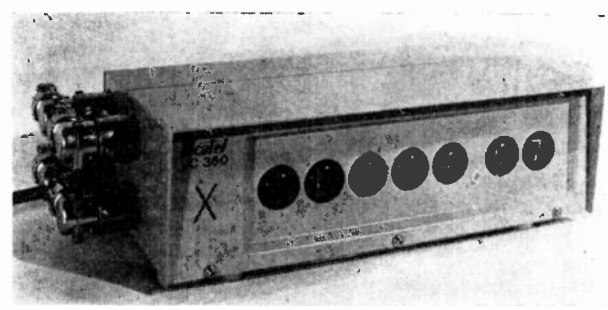
Chaque organe mobile est solidaire d'un « capteur de position » qui engendre deux trains de signaux carrés déphasés l'un par rapport à l'autre d'un quart de la période de division du capteur.

Ces signaux sont traités par le dispositif électronique afin d'obtenir :

— la grandeur du déplacement par comptage ou décomptage des changements d'état des signaux carrés (un changement d'état par déplacement unitaire, le 1/100 de millimètre par exemple) ;

— le sens du déplacement déterminé par le fait que l'un des signaux précède ou suit l'autre signal, pris comme référence.

Le contenu du compteur-décompteur indique donc la grandeur du chemin parcouru à partir d'une origine quelconque, en tenant compte du sens de déplacement. C'est ce contenu qui apparaît sur les tubes d'affichage.



Le *Modèle VC* 360 se présente sous forme d'un coffret de dimensions 410×106×145 contenant les circuits électroniques et les tubes de visualisation (six décades plus signe), il est relié par câbles à son alimentation et au capteur de position.

L'alimentation, du type AV C1, se présente sous la forme d'un coffret de dimensions 410×106×70, qui peut être, soit fixé à l'arrière du coffret d'électronique, soit déporté (dans une armoire de commande électrique, par exemple).

Tension secteur : 220 V - 50 Hz (il est conseillé de passer par l'intermédiaire d'un régulateur à fer saturé genre Réguvolt). Puissance : 30 VA.

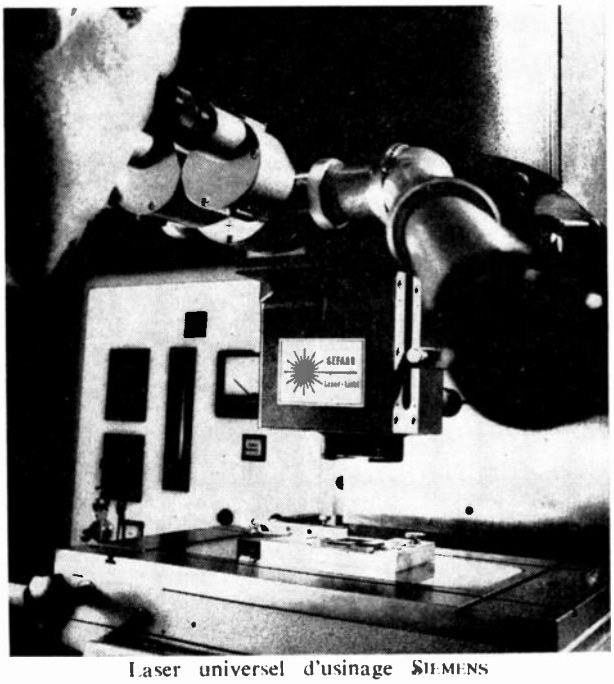
Le *Modèle VC* 361 offre les mêmes possibilités que le VC 360, il permet en outre, de faire apparaître sur les tubes Nixie un nombre quelconque affiché par l'opérateur à l'aide de commutateurs codeurs placés en face avant du coffret, ce qui permet d'afficher la grandeur du déplacement à effectuer, et de contrôler ce déplacement par recherche du zéro, et, d'autre part, d'afficher un nombre de spires sur machines à bobiner, par exemple.

USINAGE PAR RAYON LASER

Les nouveaux éléments, principalement les composants miniaturisés, exigent de nouvelles méthodes de fabrication, donc avant tout de nouveaux outils. Le rayon laser peut servir d'outil et l'on a déjà commencé à usiner, grâce à lui, des métaux et des matériaux non métalliques, en utilisant des dispositifs réalisés grâce à la physique des solides.

SIEMENS annonce la sortie de sa machine d'usinage universel, UBL 5001, équipée d'un laser à impulsions, comportant un rubis de 7,5 cm : cette machine permet d'utiliser le laser de façon rentable pour l'usinage industriel ; de même, elle convient parfaitement pour les travaux de recherche, sur une meilleure utilisation du laser pour le travail des métaux. Cette machine permet de faire varier dans des limites très larges, la fréquence des impulsions, leur énergie, leur durée, leur forme et la focalisation du royonnement. Un calculateur analogique maintient rigoureusement constante l'énergie préprogrammée du laser et commande le rythme du travail jusqu'à une fréquence de 25 Hz, jamais atteinte jusqu'ici par un laser à rubis. Un dispositif optique de focalisation et d'observation permet de positionner rapidement et avec précision l'objet à usiner, puis d'observer le déroulement du travail.

Parmi les opérations déjà réalisées avec succès, on peut citer perçages de trous larges de quelques microns, profondeur atteignant au plus quelques millimètres, microfraisage, équilibrage, soudage ultrafin de micro-modules.



Laser universel d'usinage SIEMENS

COMMUNIQUÉS

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES GÉNÉRATEURS ÉLECTROCHIMIQUES POUR APPLICATION SPATIALES

Paris, 4-8 décembre 1967

Le CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES organise à Paris, du 4 au 8 décembre 1967, un colloque international sur les générateurs électrochimiques pour applications spatiales.

Ce colloque, placé sous la direction scientifique de M. M. BONNEMAY, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers et Directeur du Laboratoire d'Electrolyse du Centre National de la Recherche Scientifique, a pour but de faire le point sur l'état actuel des connaissances, dans le domaine spatial, des sources d'énergie de servitude d'origine chimique.

De nombreux spécialistes Européens et Américains traiteront, au cours de ces journées d'études, les limitations imposées à la réalisation des générateurs électrochimiques et décriront plus particulièrement divers modèles de piles à combustibles, en insistant sur les possibilités d'obtention de grandes puissances massiques.

Les séances se tiendront dans la salle de conférences du Centre National de la Recherche Scientifique, 15, quai Anatole-France, Paris-7e. Une traduction simultanée (français-anglais, anglais-français) sera assurée.

Les personnes désirant assister à cette manifestation doivent adresser la demande d'inscription au C.N.E.S., Direction des Relations Extérieures, Relations Universitaires, 129, rue de l'Université, Paris-7e.

Les participants ayant l'intention de présenter une communication devront se faire inscrire dans les meilleurs délais.

Aucun droit d'inscription n'est exigé ; le nombre de places est limité.

COLLOQUE SUR « L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE ET LA RADIOPROTECTION »

Toulouse, 5 au 8 mars 1968

Dans le cadre des Journées d'Electronique qui se déroulent chaque année à Toulouse, est organisé un colloque international relevant d'un domaine particulier de l'électronique. En 1968, ce colloque traitera d'électronique nucléaire et de radioprotection.

Les participants sont invités à présenter des mémoires sur les sujets suivants :

● 1re *Partie :* Les détecteurs (spectromètres et dosimètres) et leurs circuits associés.

1) Détecteurs électroniques basés sur l'ionisation (chambres d'ionisation, jonctions PN, compteurs, détecteurs à étincelles, etc.).

2) Détecteurs électroniques basés sur l'excitation (scintillateurs, effet CERENKOV, etc.).

3) Spectrométrie et dosimétrie des rayons γ, des neutrons et des particules de haute énergie.

4) Dosimètres à milieu équivalent au tissu biologique.

5) Circuits associés ; systèmes portables ; dispositifs électroniques de lecture des doses intégrées obtenus par les dosimètres physiques (émulsions, verres radiophotoluminescents, cristaux thermoluminescents, ionographie, etc.).

6) Problèmes d'étalonnages des détecteurs et des dosimètres.

● 2e *Partie :* Les dispositifs de mesure de la radioactivité ambiante.

1) Mesure de la radioactivité naturelle et de la radioactivité artificielle de l'air.

2) Mesure des caractéristiques des aérosols atmosphériques.

3) Systèmes de mesure à bas bruit de fond.

Les personnes désireuses de présenter une communication, sont priées d'en envoyer le titre et le résumé succinct *avant le 15 octobre* 1967 au Centre de Physique Atomique et Nucléaire, 118, route de Narbonne, 31-Toulouse, 04.

Le texte des communications retenues, au vu du résumé, par une Commission de Lecture, devra parvenir au Comité *avant le 15 janvier* 1968. Ces textes seront publiés dans les comptes rendus du colloque. Le Comité d'Organisation se réserve cependant le droit de choisir parmi les communications celles qui seront présentées oralement au cours des séances de travail.

14e INTERNATIONAL ELECTRIC ENGINEERS EXHIBITION

Londres, 27 mars - 3 avril 1968

De nombreux pays ont donné leur accord pour participer à l'exposition internationale 1968 des Ingénieurs Electriciens qui se tiendra à Londres, Earls Court, du 27 mars au 3 avril 1968.

Le Gouvernement français a décidé d'y participer et retenu une superficie de 300 m². De son côté, le Canada occupera un emplacement de dimension égale.

La plupart des exposants estiment que cette exposition constitue une excellente plateforme pour la vente du matériel électrique à la clientèle du monde entier.

CONGRÈS DE L'IFIP 68 ASSEMBLÉE INTERNATIONALE DE LA COMMUNAUTÉ MONDIALE D'ORDINATEURS

Edimbourg, 5-10 août 1968

Le Congrès 68 de l'International Federation for Information Processing (IFIP) qui réunira plus de 4 000 experts en ordinateurs de 40 pays, sera parrainé par Sa Majesté la Reine Elisabeth II, il aura lieu à Edimbourg du 5 au 10 août 1968.

Pendant ce congrès, 250 exposés techniques, couvrant tous les aspects de traitement de l'information, seront présentés par des spécialistes de plusieurs pays.

Les actes de ce programme scientifique seront publiés à l'issue du congrès.

Une exposition présentera simultanément des ordinateurs numériques et analogiques, des systèmes de traitement de l'information, etc, sur une surface de près de 2 800 m².

Dans notre numéro d'octobre 1966, nous avons donné les buts et la composition de la Fédération dont les travaux connaissent un succès croissant.

SYMPOSIUM SUR LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Stresa (Italie) 3-8 juin 1968

Sous le patronage de l'Union Radio Scientifique Internationale (U.R.S.I.), du Conseil National des Recherches et du Comité National Italien U.R.S.I., du 3 au 8 juin 1968 aura lieu, à Stresa, un Symposium sur les Ondes Electromagnétiques.

Ce Symposium prend la suite de la série qui a commencé en 1953 par le « Symposium on Microwave Optics » Montreal, Canada, et s'est continuée par le « Symposium on Electromagnetic Wave Theory » Ann Arbor, Michigan, U.S.A., en 1955 ; le « Symposium on Electromagnetic Theory » Toronto, Canada, en 1959 ; le « Symposium on Electromagnetic Theory and Antennas » Copenhague, Danemark, en 1962 ; et le « Symposium on Electromagnetic Wave Theroy » Delft, Pays-Bas, en 1965.

Au cours de ce Symposium, auront lieu des discussions sur les progrès dans le domaine de la propagation des ondes électromagnétiques et des antennes. Les sujets suivants y seront traités :

1. Propagation dans les milieux non homogènes ou anisotropes.

2. Propagation dans les milieux aléatoires.

3. Propagation des très basses fréquences.

4. Phénomènes non-linéaires dans la propagation des ondes.

5. Antennes (en particulier panneaux avec distribution non uniforme des éléments et effets du couplage entre eux).

6. Utilisation des machines pour la solution de problèmes électromagnétiques.

En règle générale, au début de chaque séance, un orateur sera invité à donner lecture d'une communication introductive et le reste de la séance sera consacré à des communications brèves présentées par l'auteur ou l'un des auteurs.

Les communications devront être adressées à M. G.P. Bava, Secrétaire du comité organisateur, c/o Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni, Politecnico, Corso Duca degli Abruzzi, 24 - 10129 Torino, Italie.

Les auteurs sont invités à présenter un résumé de 800 à 1 600 mots de leur communication ; ils seront utilisés pour la sélection des communications. Ils devront parvenir au secrétaire du Comité d'Organisation avant le 31 janvier 1968.

Les langues officielles du Symposium sont le français et l'anglais.

COLLOQUE SUR LES MESURES PAR LASER

Varsovie, 16 au 18 septembre 1968

Un Colloque sur les Mesures par Laser se tiendra sous les auspices de la Commission I (Mesures et Etalons Radioélectriques) de l'U.R.S.I. à Varsovie, les 16, 17 et 18 septembre 1968, sur l'invitation du Comité National Polonais de l'U.R.S.I. et de l'Académie Polonaise des Sciences.

Le secrétaire du Comité organisateur local est le Dr S. Hahn, et l'adresse est la suivante : Komitet Narodowy U.R.S.I., Varsovie, I.P.P.T., Swietokrzyska, 21.

Les personnes désirant prendre part au Colloque sont priées de se faire connaître au secrétaire pour le 1er février 1968. Les résumés des communications seront à adresser au Président de la Commission I de l'U.R.S.I. (Dr L. Essen), National Physical Laboratory, Teddington, Middlesex (Royaume-Uni). Des renseignements plus détaillés relatifs au Colloque seront publiés ultérieurement par le Comité organisateur polonais.

LA SEMAINE DES INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES ET ÉLECTRIQUES FRANÇAISES A L'EXPOSITION UNIVERSELLE DE MONTRÉAL

(17-21 juillet 1967)

Une délégation d'une cinquantaine de personnalités et d'ingénieurs des Industries électriques et électroniques françaises, s'est rendue à Montréal pour la Semaine spéciale organisée du 17 au 21 juillet 1967.

Cette délégation était conduite par M. G. Glasser, Président du Syndicat Général de la Construction Electrique, et M. J. Dontot, Président de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

24 conférences techniques y ont été prononcées. Elles ont traité de la conversion des énergies, des équipements de production, de transformation ou de distribution de l'électricité, de la traction ferroviaire, des applications de l'électronique à l'industrie, de l'informatique, de la télévision infra-rouge et de la recherche spatiale.

Ces conférences et les diverses manifestations de cette « Semaine » ont été l'occasion de nombreux contacts entre les représentants des Sociétés françaises et les personnalités gouvernementales et industrielles canadiennes.

Illustrant, pour la plupart, les présentations des grands clients nationaux : E.D.F., Commissariat à l'Energie Atomique, C.N.R.S., C.N.E.T., les matériels des Industries

électriques et électroniques occupent une place importante dans le Pavillon français.

Pour ne s'en tenir qu'aux branches de notre spécialité, nous attirerons l'attention de nos lecteurs sur les réalisations suivantes :

● Un certain nombre de matériels électriques et électroniques contribuent à la présentation du Commissariat à l'Energie Atomique. Ces matériels participent au programme nucléaire français qui utilise, en particulier, la filière uranium naturel - graphite - gaz.

● La transmission, notamment par satellites, d'émissions de télévision, de conversations téléphoniques et de données, fournit l'occasion de présenter plusieurs matériels de technique avancée :

— un panneau de cellules solaires qui fournissent l'énergie à bord des satellites français et européens et des satellites du système mondial de télécommunications Intelsat III et Intelsat IV ;

— les antennes de la station de télécommunications spatiales de Pleumeur-Bodou. La première est en service depuis cinq ans ; la seconde est conçue pour établir des liaisons entre l'Amérique et la France par Intelsal III qui sera lancé au printemps 1968 ;

— deux systèmes de commutation électronique, l'un recherchant automatiquement la voie la meilleure à emprunter, l'autre intercalant plusieurs conversations sur la même voie ;

— un équipement expérimental permettant de transmettre simultanément une voie de radiodiffusion et douze voies téléphoniques normales par l'intermédiaire d'un laser moléculaire émettant un faisceau très étroit de lumière infrarouge.

● Deux radars témoignent de l'importance accordée par l'Industrie française à cette technique de haut niveau :

— le radar de poursuite de satellites « Aquitaine », pièce maîtresse des succès spatiaux français ;

— le radar de visualisation « Saïga » pour hélicoptère, sert à la détection d'obstacles à basse altitude et autorise ainsi le vol par tous temps.

● L'Office de Radio-Télévision française présente la démonstration du procédé Secam de télévision en couleur, pendant douze heures par jour, sur une quarantaine de récepteurs. A ce jour, plus de trente pays, représentant un potentiel de plus de 500 millions de téléspectateurs ont déjà adopté ce procédé.

● La recherche en France est illustrée par plusieurs expériences :

— un laser moléculaire à gaz carbonique, d'une puissance de 800 W en continu, donne, après focalisation, des températures de l'ordre de 3 000°, c'est-à-dire supérieures à celles obtenues par des fours solaires ;

— une autre application de la technique des lasers permet d'obtenir une image immatérielle en trois dimensions, en reconstituant le relief à partir des informations contenues sur une surface plane (plaque photographique) où sont enregistrées les interfréquences entre l'onde lumineuse du laser et celles réfléchies ou émises par cet objet, donnant naissance à un hologramme ;

— grâce à « l'effet Gunn », un émetteur de quelques centimètres cubes, muni d'un générateur d'hyperfréquence — minuscule cristal d'arséniure de gallium — rend possible la transmission à distance des sons et peut-être bientôt des images. Il lui suffit d'une alimentation en courant électrique aussi faible que celle d'une lampe de poche.

D'autres exemples, illustrant les progrès de la microélectronique, de l'électronique médicale, etc., ont témoigné, eux aussi, des possibilités de l'Industrie française.

Dans le domaine de la Coopération Franco-Canadienne, enfin, signalons que, entre 1963 et 1966, les exportations de matériels électriques et électroniques à destination du Canada ont triplé. La coopération entre ces industries et le Canada — notamment avec le Québec — ne cesse de se développer, sous forme de ventes de licences et d'accords entre Sociétés françaises et canadiennes.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE POUR LE C.N.R.S.

Le Professeur J. ANDRÉ, chef du laboratoire de biologie cellulaire de la Faculté des Sciences d'Orsay, a pris en charge en juillet dernier, au cours d'une cérémonie qui s'est déroulée dans les établissements SIEMENS de Berlin-Ouest, le millième microscope électronique fabriqué par cette entreprise. Ce microscope, acquis par le Centre National de la Recherche Scientifique, est le deuxième à être mis en service dans le laboratoire du Professeur ANDRÉ, spécialisé dans l'étude des mitochondries, dans le cadre, notamment, des recherches cancérologiques.

Le microscope « ELMISKOP U/UN A », dont le premier exemplaire a été achevé en 1953, permet des rapports de grandissement de 200 à 200 000 et possède un pouvoir séparateur maximal théorique de 3 angstroems. Sur les mille microscopes construits jusqu'à présent, 90 sont en service dans des laboratoires français.

LIAISON RADIOTÉLÉPHONIQUE CONGO-PARIS

Cette liaison radiotéléphonique entre Kinshasa et Paris a été inaugurée le 3 août par M. Jean-Marie Kinkangala, Ministre des P.T.T. du Congo-Kinshasa, au centre d'émissions téléphoniques du Ndjili.

Le matériel de la liaison est une production de la CSF ; l'élément essentiel en est l'émetteur de 35 kW à bandes latérales indépendantes, qui équipe la plupart des pays du continent africain et dont la CSF a construit plus de 200 exemplaires.

Les caractéristiques techniques de cet émetteur 35 kW CSF, type EB 435, sont les suivantes :

— Gamme de fréquences : de 4 à 28 MHz,
— Fonctionnement entièrement automatique sur l'une quelconque des six fréquences préréglées,
— Tube d'émission à refroidissement par air,
— Circuits partiellement transistorisés,
— Les bandes latérales indépendantes permettent l'acheminement simultané soit de 4 voies téléphoniques, soit de 96 voies télégraphiques.

SYSTÈME DE RETRANSMISSION DE MESSAGES DS 66/3 DE LA CGCT

Le Service Technique de la Navigation Aérienne — S.T.N.A. — contrôle le trafic aérien civil du territoire français en appliquant les règles établies par l'Organisation de l'Aviation Civile Internationale — O.A.C.I.

Le trafic aérien, écoulé par un réseau téléphonique spécial, concerne la sécurité des vols, les plans du vol, les messages météorologiques. Il est réparti, pour la France, en trois régions : la Région Nord (comprenant Paris avec le centre principal d'Athis-Mons), la Région Sud-Est (centre d'Aix-en-Provence), et la Région Sud-Ouest (centre de Bordeaux).

Le centre semi-automatique télégraphique d'Athis-Mons, saturé par l'accroissement du trafic, vient d'être remplacé par un centre automatique électronique installé par la CGCT, appliquant le DS 66/3, système de retransmission de messages entièrement conçu, mis au point et développé par cette Compagnie.

Deux ensembles de traitement de messages fonctionnant simultanément assurent un service permanent sans aucune interruption ; l'un est prêt à remplacer l'autre instantanément et automatiquement en cas d'anomalie, sans perte de caractère. Cette dernière caractéristique est unique dans le monde.

Le personnel exploitant dessert une position de supervision qui contrôle le trafic télégraphique et l'état du réseau extérieur, et une position de litiges pour le traitement des messages non conformes qui ne peuvent être corrigés automatiquement.

Le centre DS 66/3 d'Athis-Mons comprend 102 lignes d'entrée et 102 de sortie. Le trafic prévu est de 1 500 messages entrant à l'heure de pointe, soit environ 630 000 caractères à l'heure. Le trafic écoulé actuellement, messages entrants et sortants, correspond à une moyenne de 25 000 messages par jour, mais la capacité de traitement du centre est nettement supérieure.

DE NOUVEAUX ÉQUIPEMENTS POUR LE BUREAU CENTRAL DES TÉLÉCOMMUNICATIONS DE L'AVIATION CIVILE

De nouveaux équipements de télécommunications destinés à l'établissement de liaisons télégraphiques entre les aéroports français et étrangers viennent d'être mis en service à proximité de l'aéroport d'Orly. Installés pour le compte du Bureau Central des Télécommunications de la Région Aéronautique Nord, ils sont destinés à la concentration des messages télégraphiques, à leur retransmission et à la correction automatique des erreurs.

La maîtrise d'œuvre de cette installation a été assurée par le Service Technique de la Navigation Aérienne, qui a fait appel à la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT pour la fourniture et l'installation de trois équipements pour les liaisons multiplex et la correction des erreurs TOR THC 522 (Teleprinting Over Radio). Ils seront utilisés pour la transmission par voie hertzienne des messages destinés aux aéroports de Dakar, Brazzaville, Casablanca et à la station météorologique de Santa Maria aux Açores. L'ensemble des opérations de commutation, de contrôle et d'acheminement des messages sur les sept lignes télégraphiques et les cinq voies hertziennes disponibles est assuré par un centre électronique de retransmission automatique de messages télégraphiques installé par la C.G.C.T. Les téléimprimeurs et matériels annexes ont été fournis par la Société d'Applications Générales d'Electricité et de Mécanique (SAGEM).

La sécurité de fonctionnement et la fiabilité élevée du TOR THC 522 permettent de garantir, sans l'intervention d'aucun opérateur, un taux d'erreur inférieur à un caractère erroné sur un million dans les conditions d'emploi les plus défavorables. Ce matériel est, dès à présent, utilisé par de nombreux services publics (Direction des Services Radioélectriques du Ministère des Postes et Télécommunications) et privés de télécommunications, ainsi que par les armées de l'Air et de Mer.

Nota. — Le TOR THC 522, développé par la Division Télécommunications de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT, est un terminal télégraphique qui permet, d'une part de détecter et de corriger les erreurs de transmission dues aux perturbations diverses qui affectent la qualité des liaisons radioélectriques et, d'autre part, de transmettre simultanément deux ou quatre voies télégraphiques (multiplex).

Il assure à la fois les opérations nécessaires à l'émission et à la réception, ce qui permet le duplex intégral ; il fonctionne de manière entièrement automatique.

Le THC 522 est composé de tiroirs contenant des cartes imprimées, immédiatement interchangeables, et équipés de semiconducteurs au silicium, à l'exclusion de tout composant électromécanique (relais télégraphiques par exemple).

EUROSPACE

EUROSPACE achève une importante étude économique, consacrée aux conditions d'établissement, de fonctionnement et de rentabilité de systèmes régionaux européens de télécommunications par satellites. Les principales conclusions de cette étude seront rendues publiques au début de l'automne.

Les premiers résultats ont été communiqués aux Ministres et aux Représentants des pays européens qui se sont réunis à Rome, le 11 juillet, pour tenter d'établir entre eux les bases d'une coopération accrue dans le domaine spatial.

Cette étude de marché a fait apparaître les domaines et les conditions de rentabilité pour les applications touchant l'Europe et l'Afrique. Certaines seraient rapidement rentables, notamment un système adapté aux besoins de l'EUROVISION.

Un système opérationnel — financé soit par les Etats, soit partie par les Etats et partie par des investissements privés — devra être mis en place et géré par un organisme — EUROSAT par exemple — dont il faudrait étudier la structure très rapidement.

Rappelons que c'est en 1969 qu'intervient la négociation de la phase définitive d'implantation de la réglementation mondiale en matière de télécommunications par satellites.

CARNET DES SOCIÉTÉS

LA CSF CONCÈDE A LIBRASCOPE LA LICENCE DE SON COLLIMATEUR POUR AVION

Le Groupe LIBRASCOPE — General Precision Inc. de Glendale, Californie, et CSF, ont conclu un accord dans le domaine des viseurs dits à « présentation tête haute » à plusieurs couleurs, destinés aux aviations militaires et commerciales. Cet accord concède au Groupe LIBRASCOPE le droit exclusif de fabriquer et de vendre aux Etats-Unis et au Canada ces appareils étudiés et développés par la CSF avec l'aide des services officiels français. La Compagnie américaine va entamer leur commercialisation par une série de démonstrations aux aviations militaires et commerciales.

La « présentation tête haute » est un système qui projette à l'infini, en plusieurs couleurs, à travers le pare-brise, sous les yeux du pilote, les informations indispensables à la navigation et celles concernant l'attitude de l'avion sur sa trajectoire. De la sorte, le pilote dispose de ces informations sans avoir à accomoder sa vision puisque le système le dispense de consulter les instruments de navigation du tableau de bord.

Les donnés ainsi présentées, d'une manière exceptionnelement brillante et en plusieurs couleurs pour assurer leur identification immédiate, concernent l'horizon artificiel, le « localizer » et le « glide » du système ILS d'atterrissage aux instruments, l'altitude, la vitesse propre, etc.

Ce système qui n'utilise pas de tube cathodique est très fiable, compact et léger. Il offre ainsi une sécurité accrue aux avions militaires et commerciaux et doit avoir de larges débouchés aux Etats-Unis.

Des viseurs utilisant une technique similaire sont actuellement en service sur des avions européens.

THOMSON-BRANDT - C.S.F.

La valeur de la technique française dans le domaine de l'électronique professionnelle, civile et militaire est reconnue tant sur le plan international que sur le marché intérieur. Cependant, la concurrence européenne et mondiale dans ce secteur d'activité exige, de plus en plus, la spécialisation des études et des fabrications, afin que les dépenses investies dans la recherche puissent être supportées par une production de série.

C'est pourquoi CSF et THOMSON-BRANDT ont signé un protocole d'intention visant à unir leurs efforts en constituant un puissant groupe industriel contrôlé par des capitaux français. Des examens sont, d'ores et déjà, entrepris pour situer d'une façon plus précise les problèmes que pose, tant au sein des sociétés qu'à l'égard des Pouvoirs Publics français, une opération qui se traduirait par le regroupement de la CSF et de la branche électronique professionnelle de THOMSON-BRANDT, cette dernière détenant une participation largement prépondérante dans le nouvel ensemble. Les conclusions de ces examens seront soumises à l'approbation des conseils d'administration des deux sociétés.

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES : RTC-LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

La COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ d'une part, la COMPAGNIE FRANÇAISE PHILIPS et la RADIOTECHNIQUE d'autre part, ont décidé de regrouper leurs activités dans un vaste secteur des composants électroniques : semiconducteurs, circuits intégrés, condensateurs, résistances, microélectronique en général.

Se trouveront ainsi réunies au sein de la société commune qui prendra le nom de « RTC - LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC » :

1° Les activités du Groupe C.G.E. actuellement exercées par la Compagnie Générale des Composants Electronique (COMPELEC).

2° Les activités composants électroniques de la Compagnie Française PHILIPS et de la RADIOTECHNIQUE actuellement exercées par « LA RADIOTECHNIQUE COPRIM ».

3° Les activités des deux Groupes actuellement exercées par la Compagnie Générale des Condensateurs (COGECO) société dont la C.G.E. possède 60 % du capital, le solde étant détenu par la Compagnie Française PHILIPS et LA RADIOTECHNIQUE.

Au moment où les Pouvoirs Publics insistent sur le regroupement nécessaire de l'industrie française des composants électroniques, l'ensemble constitué par « RTC - LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC » avec ses huit centres industriels, ses 7 000 personnes et un chiffre d'affaires d'environ 500 millions de francs, constituera en France une des plus importantes entreprises européennes dans ce domaine.

Cette Société qui disposera des importants laboratoires de ses divers centres industriels, bénéficiera de l'appui scientifique et technique du Centre de Recherches de la C.G.E. de Marcoussis, des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée (L.E.P.) et des Laboratoires de PHILIPS en Hollande.

La concertation au niveau des études menées dans cet ensemble de laboratoires de recherches permettra une harmonisation et une coordination qui représenteront un atout majeur pour la technique dans un secteur où la concurrence internationale est particulièrement vive.

LA S.T.C. SEMICONDUCTORS LTD COMMENCE LA PRODUCTION DE TRANSISTORS ET DIODES POUR LES COMMUNICATIONS PAR CABLES SOUS-MARINS

Après cinq ans de recherche et de développement dans son usine à Footscray, Kent (Grande-Bretagne), la S.T.C. Semiconductors Ltd a commencé la production de transistors et diodes au silicium planar pour utilisation dans les communications par câbles sous-marins transocéaniques.

La production initiale est destinée aux circuits de surveillance de la ligne de câbles sous-marins entre l'Afrique du Sud et le Portugal. C'est la première fois qu'on utilise des transistors dans les réseaux de câbles sous-marins de grand fond à grande distance. Cette ligne qui aura une longueur de 6 000 milles sera fournie par la Standard Telephones and Cables Ltd.

Il faut remarquer que la qualité et la sécurité de fonctionnement des transistors et diodes destinés aux réseaux sous-marins doivent être bien supérieures à celles des autres domaines d'application de composants semiconducteurs. Par exemple, en 20 ans de service continu, leurs caractéristiques ne doivent pas se détériorer de plus de 5 % — exigence qui doit être prouvée par des essais accélérés de la durée de vie, conduits durant plusieurs mois.

Le travail de recherche et de développement a été réalisé avec le concours du British General Post Office et grâce à des contrats du Ministère de la Défense nationale britannique.

Pour la fabrication de ces transistors et diodes ultra-fiables, la S.T.C. Semiconductors Ltd. a aménagé à Footscray des locaux spéciaux où les transistors sont montés dans des conditions d'étanchéité complète à la poussière. En plus, un laboratoire spécial de contrôle de qualité a été construit ; les composants y sont soumis pendant 9 mois à des épreuves intensives avant d'être incorporés dans un répéteur sous-marin.

L'utilisation de transistors dans les circuits de surveillance de câbles sous-marins représente le premier échelon dans la transistorisation complète des systèmes de communication par câbles. Celle-ci, une fois réalisée, va aboutir à la construction de systèmes ayant une largeur de bandes de fréquences beaucoup plus grande, ce qui va permettre d'augmenter proportionnellement le nombre de canaux téléphoniques par câble.

Notons que la ITT Semiconductor Worldwide Group, siégeant à New York, exploite actuellement en Europe les usines suivantes :

Intermetall à Colmar.
Intermetall à Fribourg-en-Brisgau (Allemagne).
Intermetall à Nuremberg (Allemagne).
S.T.C. Semiconductor Ltd à Footscray/Sidcup/Kent (Grande-Bretagne).
Standard Electrica Semiconductor à Cascais (Portugal).

Il n'y a présentement que deux fabriques de semiconducteurs dans le monde entier produisant des composants d'une telle fiabilité : une usine aux Etats-Unis et la S.T.C. Semiconductors Ltd à Footscray.

BELL ET HOWELL CRÉE UNE FILIALE A PARIS POUR SES DIVISIONS C.E.C. ET C.V.C.

BELL et HOWELL vient d'annoncer la création d'une nouvelle filiale française, la Société « BELL et HOWELL Instruments » installée à Paris, 37, rue des Morillons. Tél. 828.25.51.

Cette filiale est destinée à distribuer en France les fabrications des divisions de BELL et HOWELL qui produisent des instruments scientifiques et des appareils de mesure, divisions qui sont connues sous les noms de C.E.C. (Consolidated Electrodynamics Corp.) et C.V.C. (Consolidated Vacuum Corp.). Ces produits étaient distribués jusqu'à présent par les Ets KOVACS.

De nombreuses grandes réalisations françaises, tant civiles que militaires, utilisent des matériels C.E.C. et C.V.C. Ainsi, pour les essais en vol et les essais statiques du « Concorde », il sera fait usage des oscillographes enregistreurs, des capteurs de pression et de divers autres instruments C.E.C.

Dans un autre domaine de pointe, C.V.C. a participé au grand Simulateur du CNES à BRÉTIGNY, ainsi qu'aux expériences de Fusion Contrôlée de l'Association C.E.C.-EURATOM au CEN de FONTENAY-AUX-ROSES. Des pompes à diffusion géantes C.V.C. équipent ces installations de pompage, les plus importantes d'Europe.

Enfin, C.E.C. le premier constructeur de spectromètres de masse, installe actuellement au C.E.A. son plus grand appareil à double focalisation et détecteur combiné.

Dans la spectrométrie de masse appliquée à la détection des micro-fuites, C.E.C. compte, entre autres, à son actif des réalisations telles que le contrat européen de détection de fuites du projet DRAGON et la fourniture des cellules d'analyse contrôlant l'étanchéité de l'usine de PIERRELATTE.

Les usines principales de C.E.C.-C.V.C. sont à Pasadena (Californie, U.S.A.) et ROCHESTER (NEW YORK, U.S.A.) mais depuis plusieurs années, C.E.C. a également établi des usines en Europe : l'une à BASINGSTOKE (Grande-Bretagne), centre de production de capteurs à fils extensiométriques tendus, l'autre à FRIEDBERG (Hesse, Allemagne Fédérale), tête de pont pour la fabrication et la distribution dans le Marché Commun.

Le Groupe BELL et HOWELL a, en outre, deux autres activités : la fabrication de caméras et projecteurs de cinéma, distribués en France par BELL et HOWELL France S.A. (Boulogne, Seine) et la fabrication de machines de bureau, dont la diffusion est assurée par BELL et HOWELL Business Equipments à Levallois-Perret.

SOCIÉTÉ PARKER

C'est sous le thème « 40 ANS CONTRE LA CORROSION » que la Société PARKER, qui fête cette année son quarantième anniversaire, a placé l'important effort d'information qu'elle vient d'effectuer en faveur de l'industrie des traitements de surfaces, en participant très activement au premier Salon Traitements des Surfaces et Finition Industrielle, ainsi qu'aux journées techniques correspondantes.

Une documentation abondante a permis aux industriels qui ressentent la nécessité de perfectionner la finition industrielle, de constater comment, depuis 1927, cette Société a vu se préciser sa spécialité dans ce domaine.

Décidant de développer les techniques internationales les plus éprouvées, la Socité PARKER lançait ainsi sucessivement ses départements de traitements chimiques (phosphatation), de traitements électrolytiques (zincage, nickelage, chromage, etc.), de revêtements de métaux précieux et de revêtements plastiques, assurant un service complet qui comprend aussi bien la fourniture des produits que la construction du matériel de mise en œuvre et le service d'assistance et de recherche indispensable.

En visitant le stand de PARKER, le visiteur a pu prendre conscience de l'important potentiel mis au service de l'industrie, par sa présentation exceptionnelle.

Les diverses conférences présentées par :

— M. GUEGUEN sur les traitements de surfaces dans l'industrie atomique ;

— M. FELLOWS, Vice-Président de l'UDYLITE CORPORATION, sur l'évolution moderne des revêtements de nickel-chrome ;

— M. HIOTT sur la métallisation des matières plastiques ;

— le meeting international SEL-REX où des spécialistes de toutes les firmes européennes se concertèrent sur la Galvanoplastie en Electronique ;

— la participation très active de PARKER aux journées d'Etudes Internationales sur la finition des carrosseries automobiles,

permirent de constater que cette Société est à la pointe des perfectionnements techniques et qu'elle suscite, féconde et diffuse les informations d'une manière primordiale.

A l'heure de l'amélioration de la qualité, posée comme condition indispensable du succès dans la compétition internationale, ces manifestations viennent rappeler que les fabrications françaises bénéficient maintenant, dans le domaine de la finition, d'un service éprouvé par plusieurs dizaines d'années d'expérience et d'un potentiel mis à leur disposition par une firme considérée comme un partenaire par les spécialistes internationaux dans ce domaine.

LE LASER LE PLUS PUISSANT EXISTANT A CE JOUR EST FRANÇAIS

il est primé aux Etats-Unis

C'est en 1960 qu'apparut aux U.S.A. le premier laser construit par Javan.

Dès 1961 la CGE pressentant l'importance de la découverte, rassemblait en son Centre de Recherches de Marcoussis une équipe de chercheurs orientée sur le laser. Animée par M. Robieux, la petite cellule initiale a connu depuis lors une croissance constante et rapide si bien qu'en 1967, les équipes de recherche et de développement de Marcoussis comptent 200 personnes travaillant sur les lasers. C'est probablement le laboratoire laser le plus important d'Europe Occidentale, c'est aussi celui qui compte à son actif le plus grand nombre de succès.

Le dernier en date est l'attribution d'un oscar décerné par la revue américaine « Industrial Research » au laser de grande puissance VK 640.

Nous avons reproduit en première page de ce numéro de *l'Onde Électrique* le laser de la CIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ qui vient de se voir attribuer ce prix.

C'est la première fois, depuis cinq ans que cette compétition existe, qu'un produit français est retenu. Chaque année, les cent produits techniques nouveaux les plus importants sont sélectionnés sur la base de « leur unicité, leur importance et leur utilité pour les scientifiques et ingénieurs de recherche » par un jury formé des trente personnalités scientifiques composant l'Editorial Advisory Board de la revue. Parmi les cent produits choisis en 1967, cinq seulement étaient étrangers aux Etats-Unis (deux japonais, un australien, un canadien, un français).

La *Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens*, en la personne de son Président, M. Matras, présente ses plus vives félicitations à la CGE pour cette belle réussite et la récompense qui a couronné un succès qui démontre, s'il en était besoin, l'efficacité de la politique technique du « créneau » dans un domaine neuf et prometteur : GGE a su y concentrer ses efforts de recherche jusqu'à leur heureuse issue.

Le VK 640 est l'aboutissement d'un effort continu mené depuis 1963 sur les lasers de puissance. Les études de base conduites en particulier par M. Ernest ont été relayées par le travail très poussé des équipes de spécialistes, animées par M. Riffard, qui ont porté leurs techniques au niveau des meilleures performances internationales. *Cet effort n'a été possible que, grâce au soutien du Commissariat à l'Énergie Atomique et de la Direction des Recherches et Moyens d'Essais.*

Comme tous les lasers de puissance, le VK 640 est, avant tout, un oscillateur à la longueur d'onde de 1,06 μ, dans le proche infra-rouge ; le matériau actif est un verre dopé avec les ions d'une terre rare, le néodyme.

Il délivre des « bouffées d'énergie » de 250 joules dans un temps de 4 à 5 milliardièmes de seconde, d'où résulte une puissance crête instantanée de 50 milliards de watts. La « luminance » atteint pour ce laser la valeur de $4\,10^{15}$ watt/cm² stéradian. Le champ électrique du faisceau est, dans le vide de 130 000 volts par centimètre.

Ces performances font du VK 640 le laser le plus puissant industrialisé à ce jour, mais les possibilités sont, d'ores et déjà, beaucoup plus grandes dans les laboratoires de Marcoussis où l'on est capable de déclencher une impulsion d'un kilojoule en une manoseconde, ce qui correspond à une puissance crête d'un milliard de kW, soit 50 fois la puissance électrique du réseau de l'EDF.

Si, à l'aide d'un dispositif optique approprié, on concentre cette énergie dans un volume de quelques dizaines de microns au cube, on atteint des densités de puissance gigantesques, de l'ordre de 10 000 milliards de kW par cm² soit 10^{16} watts par cm².

Si l'on parle en luminance, le chiffre en W/cm² st. est du même ordre de grandeur. A titre de comparaison, disons que la luminance du soleil n'atteint que 1 kW par centimètre carré et par stéradian. Les champs électriques associés à l'onde électromagnétique sont de plusieurs millions de kV par cm, chiffres du même ordre que les champs électriques de liaison des atomes : on comprend alors qu'un tel outil soit précieux pour les physiciens désireux d'étudier les effets produits sur la matière. L'action de telles énergies associées à de tels champs électriques provoque, sur les solides comme dans les gaz, des plasmas entièrement ionisés.

une autre nouveauté...

BOUTON-POUSSOIR MINIATURE

- à impulsion réf. 714
- à enclenchement réf. 715
- Encombrement très réduit
- contacts en argent fin protégés
- IRT - 2R ou 2T
- pouvoir de coupure 600 mA/60 V max.

russenberger

34, rue de Paradis - PARIS 10e - 770-58-54 +

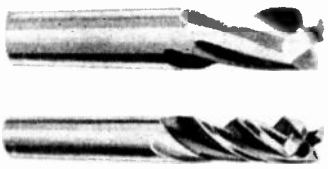
décrit page 61 du catalogue n° 366

MINIATURISÉS !

SOFEL

Forets taillés dans la masse (carbure monobloc) de ⌀ 0,5 à 12,2 mm
(Photo agrandie 2,5)

Fraises 2 tailles (2 et 4 dents) ► taillées dans la masse (carbure monobloc) de ⌀ 2 à 14 mm
(Photo agrandie 1,5)



la qualité SAFETY mise au service de l'électronique

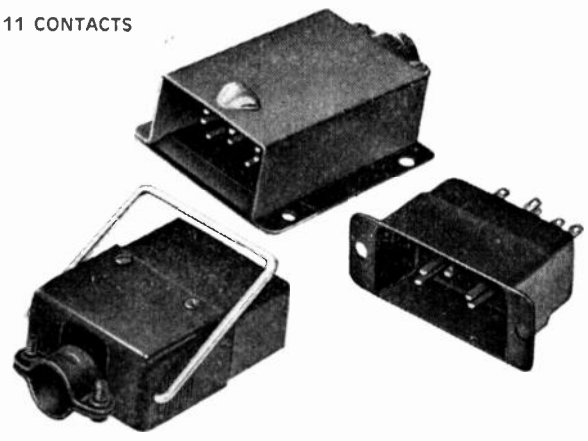
Plus d'un quart de siècle d'expérience dans les carbures

ETS SAFETY

35-37 bd Exelmans PARIS 16e Tél. : 288 32-75 +
Usines : FONDETTES (37) Ateliers : COURBEVOIE (92)

connecteurs multibroches

DE 2 A 11 CONTACTS



RAPY

Voyants lumineux • Connecteurs multibroches et circ. imp. • Supports lampes et transistors • Passages isolants • Interrupteurs subminiatures

METOX 86, RUE VILLIERS DE L'ISLE ADAM, PARIS 20e 636.31.10

monobloc ou modulaire ?

59 TP

la perfection des roues codeuses
DIGISWITCH
rend leur assemblage
pratiquement invisible
Cette perfection
se retrouve dans le mécanisme
Toutes combinaisons de sorties pour
2, 8, 10, 12 ou 16 positions
GRANDE VARIÉTÉ DE CODES
MODÈLES ÉTANCHES

Technique ET PRODUITS

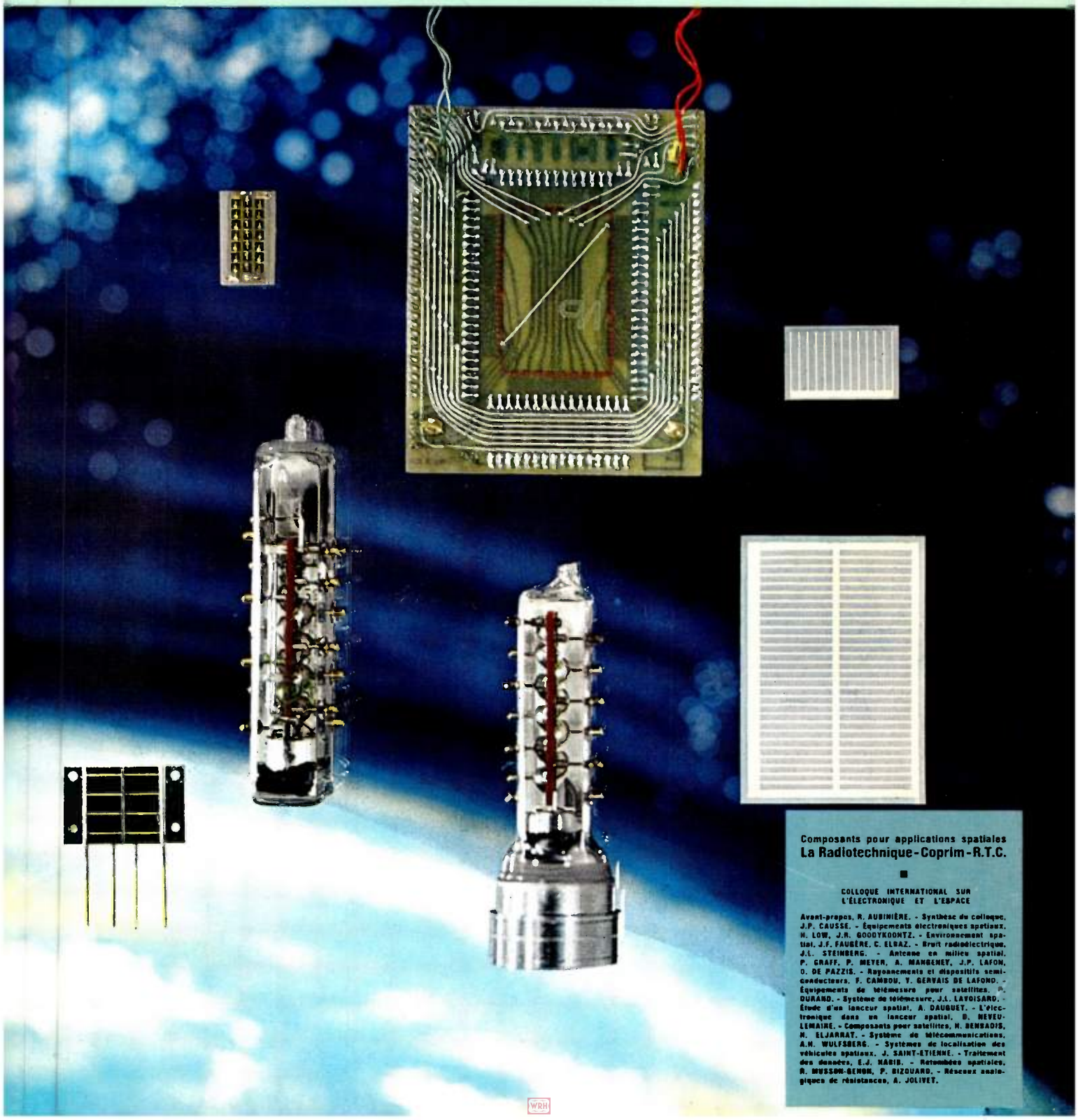
CITÉ DES BRUYERES - RUE CARLE VERNET - 92-SÈVRES • TÉLÉPHONE : 626-02-35 626-24-38

RY, BOULDER LABORATORIES,
ONMENTAL SCIENCE SERVICES
STRATION, BOULDER, COLORADO
JAN 2 3 1968

47e ANNÉE - No 488
NOVEMBRE 1967
PRIX : 10 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

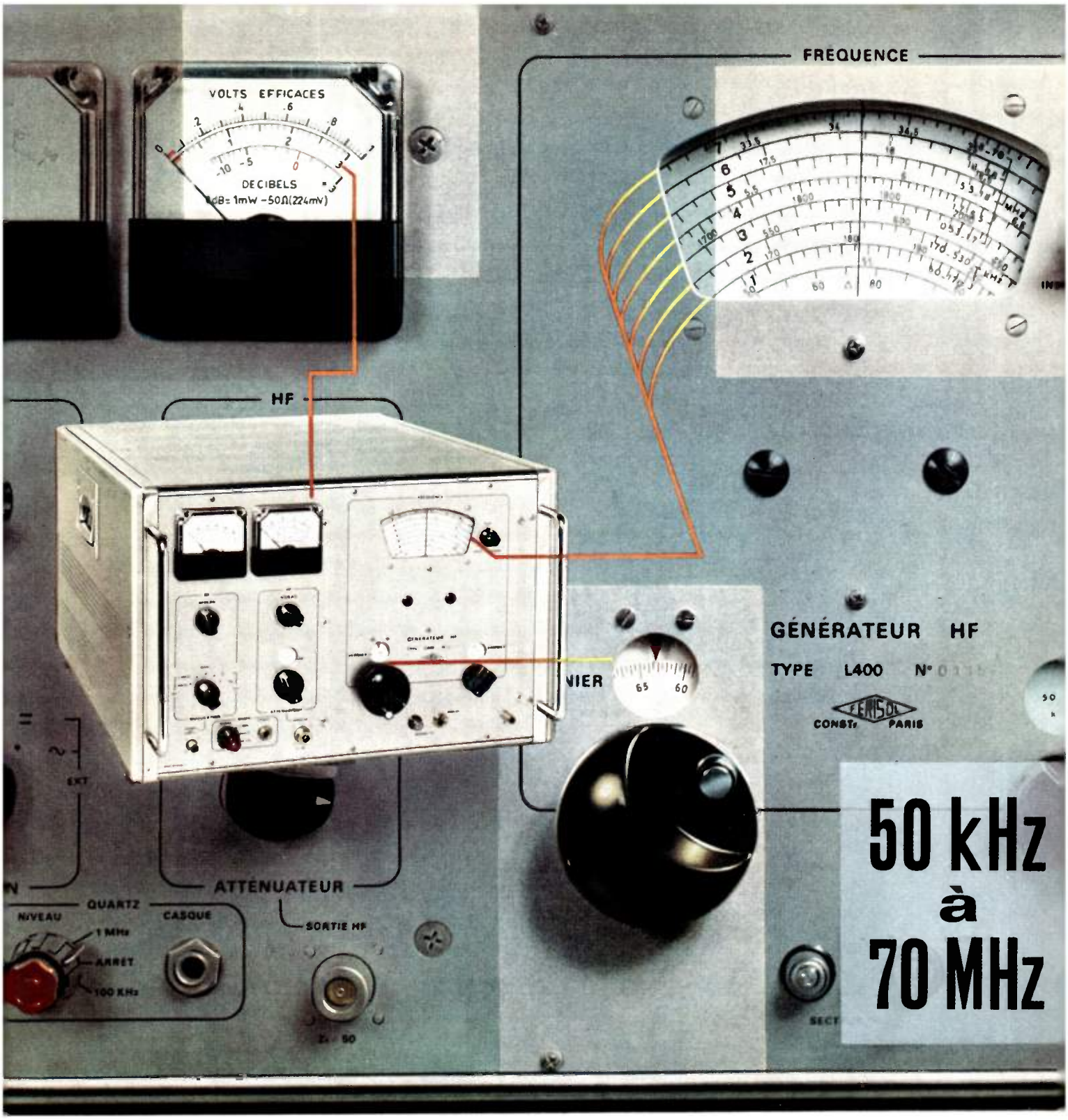
revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Composants pour applications spatiales
La Radiotechnique-Coprim-R.T.C.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

Avant-propos, R. AUBINIÈRE. - Synthèse du colloque, J.P. CAUSSE. - Équipements électroniques spatiaux, N. LOW, J.R. GOODYKOONTZ. - Environnement spatial, J.F. FAUGÈRE, C. ELBAZ. - Bruit radioélectrique, J.L. STEINBERG. - Antenne en milieu spatial, P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. DE PAZZIS. - Rayonnements et dispositifs semi-conducteurs, F. CAMBOU, Y. GERVAIS DE LAFOND. - Équipements de télémesure pour satellites, P. DURAND. - Système de télémesure, J.L. LAYOISARD. - Étude d'un lanceur spatial, A. DAUGUET. - L'électronique dans un lanceur spatial, B. NEVEU-LEMAIRE. - Composants pour satellites, H. BENBADIS, H. ELJARRAT. - Système de télécommunications, A.N. WULFSBERG. - Systèmes de localisation des véhicules spatiaux, J. SAINT-ETIENNE. - Traitement des données, E.J. HABIB. - Retombées spatiales, R. MUSSON-GENON, P. BIZOUARD. - Réseaux analogiques de résistances, A. JOLIVET.



GÉNÉRATEUR HF TYPE L.400

Niveau de sortie élevé
3 V / 50 Ω en régime permanent

Niveau de sortie constant
sur toute la plage de fréquence couverte

CARACTÉRISTIQUES :

- Plage de fréquence : 50 kHz à 70 MHz en 7 gammes
- 4 000 Points de lecture par gamme
- Stabilité : meilleure que $5{,}10^{-5}$
- Niveau de sortie réglable : 0,3 µV à 3 V sur 50 Ω
- Variation du niveau de sortie : ≤ ± 1 dB sur toute la plage et pour tout niveau
- Atténuateur incorporé : de + 20 dB à —100 dB par bonds de 10 dB.
- Impédance nominale : 50 Ω
- T.O.S. : ≤ 1,2
- Modulation intérieure en amplitude : 400 Hz et 1000 Hz
- Taux de modulation : réglable de 0 à 100 %

Calibrateur à quartz incorporé : 100 kHz et 1 MHz

Modulation extérieure en amplitude : du CONTINU à 20 kHz

Faible taux de distorsion de la courbe enveloppe.

DOCUMENTATION ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE : RÉF. OE 167

FERISOL
ETS GEFFROY ET CIE - INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 7.160.000 F

18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 923 08-00 +

Telex : 25.705

Adresse télégraphique :
Ferisotrappes - France

Délégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél. 42-11-88

WRH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 68 F. — Étranger 78 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

Composants pour applications spatiales :
Cellules solaires en couches minces CdTe
Cellules photovoltaiques au silicium pour senseurs satellites D1C et D2
Photomultiplicateurs XP 1220 et PM 425 L
Plan mémoire pour satellite D2

LA RADIOTECHNIQUE
COPRIM - R.T.C.
51, rue Carnot, 92-Suresnes
Tél. 772.51.00

47e année — **Novembre 1967** — 10 F

N° 488

SOMMAIRE

Colloque international sur l'Electronique et l'Espace.

Avant-propos - R. AUBINIÈRE 1251

Synthèse du colloque sur l'Electronique et l'Espace
J.P. CAUSSE 1252

Disciplines impliquées dans l'étude d'équipements électroniques spatiaux
H. LOW, J.R. GOODYKOONTZ 1255

Description de l'environnement spatial ; illustration de ses effets sur les matériaux.
J.F. FAUGÈRE, C. ELBAZ 1263

Le bruit radioélectrique dans l'espace - J.L. STEINBERG 1269

Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial
P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. de PAZZIS 1272

Synthèse des résultats sur le colloque de Toulouse 1967. Action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs
F. CAMBOU, Y. GERVAIS de LAFOND 1277

Réduction de la consommation des équipements de télémesure pour satellites
P. DURAND 1287

Systèmes de télémesure à faible consommation
J.L. LAVOISARD 1291

Du rôle de l'électronique dans la conception, le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial
A. DAUGUET 1295

L'électronique dans un lanceur spatial ; conditions d'ambiance, choix et utilisation de composants
D. NEVEU-LEMAIRE 1300

Sélection unitaire de composants à usage spatial pour satellite D_2
H. BENBADIS, H. ELJARRAT 1305

Système de télécommunications et de traitement de données du module de commande du projet Apollo.
A.H. WULFSBERG 1312

Précision et rapidité dans les systèmes de localisation de véhicules spatiaux
J. SAINT-ETIENNE 1318

Le traitement des données transmises par les satellites scientifiques de la NASA.
E.J. HABIB 1322

Les retombées spatiales : exemple d'une société industrielle
R. MUSSON-GENON, P. BIZOUARD 1331

Contribution à l'étude théorique des réseaux analogiques de résistances
A. JOLIVET 1334

Correspondance 1339

Vie de la Société : Colloque international sur la télévision en couleur 1343

Information : Documentation technique et communiqués 1344

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes — M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. J. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

.....

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

.....

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

.....

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

SOUS ENSEMBLE D'ÉQUIPEMENT SPATIAL ★ FIABILITÉ

DISCIPLINES IMPLIQUÉES DANS L'ÉTUDE D'ÉQUIPEMENTS ELECTRONIQUES SPATIAUX, par H. Low et J.R. Goodykoontz. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1255 à 1262).

Le vol spatial a imposé à tous les types d'équipements électroniques des exigences accrues pour la réalisation simultanée de missions complexes, le poids et l'encombrement sensiblement réduits et une fiabilité considérablement améliorée. L'environnement spatial impose des conditions spéciales aux équipements électroniques, quelquefois moins sévères, et dans quelques cas, exceptionnelles. En tenant compte de ces contraintes, on étudie les règles à suivre et les objectifs de construction des équipements spatiaux. A titre d'illustration, on décrit un sous-ensemble d'équipement spatial.

ENVIRONNEMENT SPATIAL ★ MATÉRIEL EMBARQUÉ ★ SATELLITES D1A, FR1

DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT SPATIAL, ILLUSTRATION DE SES EFFETS SUR LES MATÉRIAUX, par J.-F. Faugère et C. Elbaz. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1263 à 1268).

Lors de la description de l'environnement spatial où se trouve le matériel embarqué, les auteurs illustreront chaque paramètre par un exemple provenant soit de l'expérience du Centre National d'Etudes Spatiales, soit de la NASA.

Les particules piégées dans le champ magnétique terrestre ont causé une dégradation sensible des cellules solaires au silicium placées sur le satellite D1-A.

Les rayonnements électromagnétiques ultraviolets ont peu à peu « vieilli » les peintures du satellite FR-1.

Les conditions de vide et de cyclage de température sont illustrées par les relevés de températures sur orbite pour FR-1 et D1-A.

Enfin, l'effet des micrométéorites sur la surface est illustré par des expériences faites par la NASA.

BRUIT RADIOÉLECTRIQUE ★ RÉCEPTEURS DE SATELLITES

LE BRUIT RADIOÉLECTRIQUE DANS L'ESPACE, par J.-L. Steinberg. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1269 à 1271).

On passe en revue les différentes sources de parasites et de bruit qui peuvent gêner les récepteurs satellisés fonctionnant sur fréquences relativement basses (<50 MHz par exemple). Les émissions terrestres naturelles ou non perturbent les récepteurs du fait de non-linéarités des amplificateurs. Les émissions cosmiques dont l'origine n'est pas encore comprise, spécialement au-dessous de 1 MHz, semblent interdire l'usage de ces bandes pour les communications entre satellites.

ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL

CONNAISSANCES ACTUELLES SUR LE FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL, par P. Graff, P. Meyer, A. Mangeney, J.-P. Lafon, O. de Pazzis. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1272 à 1276).

Le calcul des caractéristiques d'une antenne immergée dans un plasma pose des problèmes qui sont l'objet de nombreuses études actuelles. Les principaux points sont : l'étude de la gaine d'ions qui entoure l'antenne et rompt l'homogénéité du plasma ; calcul de l'impédance ; phénomènes de résonance et d'infinité d'indices dus aux singularités de l'équation de dispersion du plasma et bruit thermique.

Dans cet article est fait le point des connaissances acquises sur ces divers problèmes en insistant particulièrement sur les travaux en cours en France et notamment au C.N.E.T. et à l'observatoire de Meudon.

RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES ★ DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

SYNTHÈSE DES RÉSULTATS SUR LE COLLOQUE DE TOULOUSE 1967 SUR L'ACTION DES RAYONNEMENTS SUR LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS, par F. Cambou et Y. Gervais de Lafond. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1277 à 1286).

Les auteurs tirent les conclusions des communications présentées au Colloque de Toulouse. Les effets à caractère négatif et les possibilités positives de l'action des rayonnements dans les semiconducteurs y furent examinés.

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE ★ RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION

RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE POUR SATELLITES, par P. Durand. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1287 à 1290).

Cette communication étudie les diverses techniques utilisables pour réduire la consommation des équipements de télécommande embarqués sur satellite, ainsi que les limitations de ces techniques vis-à-vis des considérations de poids, de fiabilité, d'immunité au bruit et de rapidité des circuits.

Seront en particulier analysés :

— les bistables et compteurs à faible consommation ;

— les circuits logiques de décodage à consommation pulsée ;

— les circuits analogiques ;

— le rendement des alimentations et les techniques d'alimentation pulsée.

Ces techniques, appliquées aux équipements de télémesure des satellites Esro II et D2, *ont permis d'obtenir une consommation totale d'environ 600 mW pour des ensembles comprenant de l'ordre de 600 transistors.*

SUMMARIES OF THE PAPERS

ANTENNA IMMERSED IN A PLASMA

EXISTING KNOWLEDGE OF THE FUNCTIONNING OF AN ANTENNA IN THE SPATIAL PLASMA, by P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. DE PAZZIS. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1272 to 1276).

The calculation of the characteristics of an antenna immersed in a plasma sets problems which are at the present the object of many studies. The main points are : the study of the ion sheath which sunounds the antenna and breaks the homogeneity of the plasma ; calculation of the impedance ; phenomenons of resonance and of refractive index infinity due to the singularities of the dispersion equation of the plasma ; thermal noise.

In this paper the knowledge obtained on these various problems is accounted for. We insist on the outstanding researches in France and particularly at the CNET and Paris-Meudon Observatory.

RELIABILITY SPACE EQUIPMENT SUBSYSTEM ★

PROBLEMS IN THE DESIGN OF ELECTRONIC EQUIPMENT FOR SPACE, by H. Low and J.R. GOODYKOONTZ. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1255 to 1262).

Space flight has imposed on all types of electronic équipment unprecedented demands for simultaneous achievement of sophisticated missions, substantially reduced weight and volume, and greatly increased reliability. Space environment imposes special requirements on design of electronic equipment, sometime more severe than for ground equipment but usually more severe and in some instances unique. In the context of these constraints, the disciplines and objectives of design for space equipment are discussed. As an illustration, a space equipment subsystem is described.

NUCLEAR RADIATION ★ SEMICONDUCTOR DEVICES

SYNTHESIS OF RESULTS ON RADIATION ACTION ON SEMICONDUCTOR DEVICES, TOULOUSE SYMPOSIUM 1967, by F. CAMBOU and Y. GERVAIS DE LAFOND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1277 to 1286).

Authors give the findings of communications presented during the Toulouse Symposium. Negative effects and positive possibilities of radiation action on semiconductors were pointed out.

SPACE ENVIRONMENT ★ BOARD APPARATUSES ★ D1A AND FR1 SATELLITES ★

DESCRIPTION OF SPACE ENVIRONMENT, ILLUSTRATION OF ITS EFFECTS ON MATERIALS, by J.F. FAUGÈRE and C. ELBAZ. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1263 to 1268).

During the description of space and spacecraft environment the authors will illustrate each parameter by an experiment of either the Centre National d'Etudes Spatiales or the NASA.

Particles trapped in the magnetic field have significantly damaged the silicon solar cells experiment on the D1-A satellite.

A description of FR-1 satellite thermal coating ageing by the UV electromagnetic radiation is given.

Orbital temperature curves for FR-1 ant D1-A are given to illustrate the thermal cycling in space vacuum.

Finally micrometeoric effects on surfaces are illustrated by NASA experiments.

TELEMETRY EQUIPMENTS ★ DECREASING POWER REQUIREMENTS

DECREASING POWER REQUIREMENTS OF TELEMETRY EQUIPMENTS FOR SATELLITE, by P. DURAND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1287 to 1290).

This paper describes the various techniques which can be used to reduce the power requirements of telemetry equipments for satellites, and the limitations of these techniques as regards weight, reliability, noise immunity and speed of the circuits. Among the techniques described :

— Low power flip-flops and counters,

— Decoding logic circuits with pulsed power,

— Analog circuits,

— Power supply efficiency and pulsed power supplies.

These techniques are used in the telemetry systems of the ESRO II and D2 satellites and have allowed an overall power consumption of 600 mW for équipments including approximately 600 transistors.

RADIOELECTRIC NOISE ★ SATELLITE-BORNE RECEIVING SYSTEMS

RADIOELECTRIC NOISE IN SPACE, by J.L. STEINBERG. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1269 to 1271).

The various sources of interference and noise which can influence the design of satellite-borne receiving systems at frequencies lower than 50 MHz are reviewed. Natural and mademade radiation from the Earth produce perturbations via non-linearities in the amplifiers. Noise of cosmic origin, at frequencies lower than 1 MHz, still unexplained, prevents the use of these frequencies for communications between spacecrafts.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE ★ FAIBLE CONSOMMATION

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURE A FAIBLE CONSOMMATION, par J.-L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1291 à 1294).

Les systèmes de télémesure destinés aux satellites scientifiques doivent avoir une consommation compatible avec le faible niveau d'énergie disponible à bord. Il en résulte des problèmes généralement aggravés par la présence d'un nombre élevé de voies et la nécessité d'un fonctionnement permanent, mais facilités par la lenteur relative des télémesures.

La diminution de la consommation peut être atteinte de deux manières :

- *soit par utilisation de circuits de base à faible consommation, donc lents ;*
- *soit par utilisation de circuits de base à plus forte consommation, donc plus rapides, mais fonctionnant en régime pulsé pour la plupart de l'équipement.*

Les avantages et les inconvénients de ces solutions sont ensuite analysés.

Enfin sont présentées les solutions adoptées pour les télémesures codées des satellites ESRO 1 *et* HEOS A *ainsi que celle d'une télémesure étudiée et réalisée en maquette pour le CNES.*

ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES POUR ENGINS ★ CONDITIONS D'AMBIANCE DANS LES ENGINS ★ MOYENS D'ESSAIS POUR ÉQUIPEMENTS SPATIAUX

L'ÉLECTRONIQUE DANS UN LANCEUR SPATIAL : CONDITIONS D'AMBIANCE, CHOIX ET UTILISATION DES COMPOSANTS, par D. NEVEU-LEMAIRE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1300 à 1304).

L'article comprend quatre parties :

Dans la première, on cherche à illustrer la place occupée par l'électronique dans les lanceurs spatiaux.

Dans la seconde, on montre comment les équipements électroniques destinés à un lanceur spatial se différencient des autres équipements électroniques, par des conditions d'ambiance et, éventuellement, par des conditions de poids et d'encombrement. On indique les normes adoptées pour le programme DIAMANT.

La troisième partie est une revue des principaux moyens d'essais et de simulation d'ambiance spatiale dont peuvent disposer les constructeurs d'équipements.

La quatrième partie cherche à dégager de l'expérience acquise, au cours du développement du programme DIAMANT, *quelques règles pratiques pour la construction et l'utilisation des équipements électroniques à bord des lanceurs spatiaux.*

SATELLITE D2 ★ FIABILITÉ DES SEMICONDUCTEURS

SÉLECTION UNITAIRE DE COMPOSANTS A USAGE SPATIAL POUR LE SATELLITE D2, par H. BENBADIS, H. ELJARRAT. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1305 à 1311).

L'étude systématique des mécaniques de défaillance dans les semiconducteurs nous a permis de mettre au point en collaboration avec le Centre National d'Etudes Spatiales, les essais de contraintes thermomécaniques et électriques aptes à mettre en évidence de manière anticipée, les défaillances potentielles des composants semiconducteurs.

Une étude statistique comparative, complétée par des essais de contraintes accélérées, permet d'établir le gain en fiabilité ainsi obtenu.

LIAISONS SPATIALES TÉLÉPHONIQUES ★ TRANSMISSION D'INFORMATIONS

SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRAITEMENT DE DONNÉES DU MODULE DE COMMANDE DU PROJET APOLLO, par Arthur H. WULFSBERG. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1312 à 1317).

Le système de liaison et de transmission d'informations assure la navigation du vaisseau spatial, ainsi qu'une liaison bilatérale pour les informations durant toutes les phases du projet APOLLO *de vol lunaire depuis le lancement jusqu'à la récupération.*

On décrit les fonctions du système et leurs réalisations en présence d'un environnement sévère et des exigences de fiabilité du programme d'alunissage.

LANCEUR SPATIAL ★ ROLE DE L'ÉLECTRONIQUE SPATIALE

LE ROLE DE L'ÉLECTRONIQUE DANS LA CONCEPTION, LE DÉVELOPPEMENT ET L'EXPLOITATION D'UN PROGRAMME DE LANCEUR SPATIAL, par A. DAUGUET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1295 à 1299).

Après avoir rappelé la part de l'électronique dans l'ensemble d'un programme de lanceur spatial — importance qui se résume par un pourcentage de dépenses de l'ordre de 40 % — l'auteur passe en revue les diverses phases de la conception d'un projet, de sa réalisation, de sa gestion technique et financière, et de l'exploitation des tirs.

Ces phases forment un cycle de 3 à 4 années, au cours desquelles divers spécialistes appartenant à des disciplines très différentes, empruntent les services d'un même outillage électronique, aussi indispensable pour mener à bien leurs tâches respectives que pour les coordonner entre elles.

LOCALISATION DES VÉHICULES SPATIAUX ★ PRÉCISION DEMANDÉE ★

PRÉCISION ET RAPIDITÉ DANS LES SYSTÈMES DE LOCALISATION DE VÉHICULES SPATIAUX, par J. SAINT-ETIENNE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1318 à 1321).

On dresse un tableau des divers usages de la localisation des véhicules : guidage et corrections d'orbite, surveillance et sécurité, raccordement des expériences scientifiques aux données géographiques, prévisions de passages, détermination de constantes astronomiques, géodésie, navigation. On donne dans chaque cas la précision désirée dans la localisation du véhicule et les notions temporelles liées à cette précision (interpolation et extrapolation).

L'ensemble des données numériques ainsi dégagées représentent les objectifs à atteindre par les systèmes de mesures radioélectriques d'une part, par les calculateurs électroniques, d'autre part.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

ELECTRONIC EQUIPMENT FOR SPACECRAFT ★ ATMOSPHERICAL CONDITIONS INSIDE SPACECRAFT ★ METHODS FOR TESTING SPACE EQUIPMENT

ELECTRONICS IN SPACE VESSELS : ATMOSPHERICAL CONDITIONS AND THE CHOICE AND USE OF THE COMPONENTS, by D. NEVEU-LEMAIRE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1300 to 1304).

This article consists of four parts:

In the first, the position occupied by electronics in spacecraft équipment is described.

In the second, it is shown how electronic equipment intended for spacecraft differs from other electronic equipment owing to the atmospherical conditions, and, possibly, in their weight and the space occupied. The standards adopted for the DIAMANT programme are outlined.

The third part comprises a review of the principal methods of testing, and of simulating the atmospherical conditions in space, which are available to the manufacturers of equipment.

In the fourth part, it is sought, on the basis of the experience gained in the course of the development of the DIAMANT programme, to draw up some practical rules for the construction and use of electronic equipment on board spacecraft.

TELEMETRY SYSTEM ★ LOW POWER REQUIREMENT

LOW POWER REQUIREMENT TELEMETRY SYSTEMS, by J.L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1291 to 1294).

Telemetry systems provided for scientific satellites must have their power requirement compatible with the low level energy available on board. Resulting problems are generally increased by great number of links and necessity of a permanent functionning, but are also facilitated by relative telemetry slowness.

Reduction of power requirement may be obtained by two means :

— by using basic circuits of low power requirement, then slow,

— by using basic circuits of greater power requirement, then faster, but functionning in pulsed mode for the greater part of equipment.

Advantages and disadvantages of these solutions are then analysed.

The solutions adopted for ESRO I and HEOS A coded telemetry with solution of a studied telemetry, realised in model for CNES are presented.

SPACE COMMUNICATION ★ DATA SYSTEM

COMMUNICATION AND DATA SYSTEM FOR THE APOLLO COMMAND MODULE, by A.H. WULFSBERG. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1312 to 1317).

The communication and data system provides radio circuits for spacecraft navigation and two way voice and data communication during all phases of the project Apollo Lunar flight from launch to recovery the functions of the system and its design to meet the severe environmental and reliability requirements of the lunar landing program are described.

D2 SATELLITE ★ SEMICONDUCTOR RELIABILITY

THE INDIVIDUAL SELECTION OF COMPONENTS FOR USE IN THE SPACE SATELLITE D2, by H. BENBADIS and H. ELJARRAT. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1305 to 1311.

A systematic study of the mechanics of failure in semiconductors enabled us, in collaboration with the National Centre for Space Research, to carry out suitable tests in respect of thermomechanical and electrical strains in order to reveal in advance any possible failure of the semiconductors used as components.

A comparative statistical survey, supplemented by accelerated stress tests, permitted the assessment of the resultant increase in reliability.

SPACE VEHICLE TRACKING SYSTEM ★ DESIRED PRECISION

PRECISION AND SPEED IN SPACE VEHICLE TRACKING SYSTEMS, by J. SAINT-ETIENNE. L'Onde Electrique. NOV 1967, (pp. 1318 to 1321).

The author gives a list of the various uses which can be made of tracking data : guiding and orbit correction, supervision and safety, connection between scientific and geographical data, ephemerides, astronomical constant determination, geodesy, navigation. For each case, the desired precision is given and also the times involved in interpolating and extrapolating operations.

From this numerical data can be defined the performance to be reached by radio measurement systems and electronic computers.

SPACE PROGRAMME ★ ROLE OF SPACE ELECTRONICS

THE ROLE OF ELECTRONICS IN THE CONCEPTION, DEVELOPMENT AND EXECUTION OF A SPACE PROGRAMME, by A. DAUGUET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1295 to 1299).

After recalling the part played by electronics throughout a space-launching programme, the importance of which is represented by a cost percentage of the order of 40 per cent, the author describes the various phases from the conception of a project to its realisation, including the technical and financial management, as well as the launching.

These phases form a cycle of three to four years, duration, in the course of which various specialists in widely differing sectors avail themselves of the same electronic equipment, which is as indispensable to the successful execution of their respective tasks as it is to their joint co-ordination.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (fin)

RÉPERCUSSION DES ÉTUDES SPATIALES SUR LES AUTRES BRANCHES D'UNE MÊME SOCIÉTÉ

LES RETOMBÉES SPATIALES : EXEMPLE D'UNE SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE, par Dr R. MUSSON-GENON et P. BIZOUARD. L'Onde Electriques, NOV 1967 (pp. 1331 à 1333).

Après un rappel de la notion de « retombées spatiales » selon les points de vue de l'homme politique, de l'industriel et de l'homme de science, la description de la méthodologie imposée par l'activité spatiale permet d'expliciter les répercussions sur le groupe Compagnie des Compteurs des différentes étapes de cette méthodologie.

Un certain nombre d'exemples de retombées spatiales propres au Groupe sont ensuite indiqués.

La conclusion attire l'attention sur le fait que l'activité spatiale en France et à la CDC est relativement récente et que des résultats beaucoup plus prometteurs sont attendus dans les prochaines années.

MÉTHODES ANALOGIQUES ★ RÉSEAUX DE RÉSISTANCES ★ ÉQUATION DE LAPLACE ★

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE THÉORIQUE DES RÉSEAUX ANALOGIQUES DE RÉSISTANCES, par A. JOLIVET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1334 à 1338).

L'auteur propose un essai sur une nouvelle théorie des réseaux analogiques de résistances. Considérant d'une part un phénomène électrostatique à étudier et d'autre part un phénomène électrocinétique observé sur un réseau de résistances vaguement défini, il montre comment établir, par étapes, une correspondance entre ces deux phénomènes ; correspondance qui est l'âme de la méthode analogique et qui impose au réseau certaines propriétés complétant sa définition première.

La souplesse de cette théorie apparaît dans la grande variété des réseaux qu'elle permet de concevoir.

L'auteur conclut par une brève comparaison avec la théorie classique.

TRAITEMENT DES DONNEES ★ SATELLITES SCIENTIFIQUES ★ TELEMETRIE

LE TRAITEMENT DES DONNÉES TRANSMISES PAR LES SATELLITES SCIENTIFIQUES DE LA NASA, par E.J. HABIB. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1322 à 1330).

Actuellement, les satellites scientifiques de la NASA transmettent plus de 10^8 données par jour. Cet article expose les méthodes présentement mises en œuvre au Goddard Space Flight Center, pour exploiter ce grand volume d'informations transmises par télémétrie. Ces méthodes comprennent des dispositifs complètement automatiques et des dispositifs partiellement automatiques.

L'article expose aussi les problèmes connexes et les méthodes envisagées pour faire face à cette explosion de données, d'un point de vue analytique.

SUMMARIES OF THE PAPERS (the end)

EFFECTS OF SPACE STUDIES ON THE OTHER DEPARTEMENT OF A SOCIETY

SPACE FALL-OUT : EXAMPLE OF AN INDUSTRIAL SOCIETY, by Dr. R. MUSSON-GENON, and P. BIZOUARD. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1331 to 1333).

After reviewing the idea of space fall-out from the point of view of the politician, the industrialist and the scientist, a description is given of the methodology imposed by space activity, explaining the consequential effects on the Compagnie des Compteurs Group of the various stages of such methodology.

A certain number of examples of space fall-out which concern the Group are then provided.

In conclusion, attention is drawn to the fact that space activity in France and at the CDC is relatively recent and that much more promising results are expected in the coming years.

ANALOGUE METHODS ★ RESISTANCE NETWORKS ★ LAPLACE'S EQUATION ★

CONTRIBUTION TO THEORETICAL STUDY OF ANALOG RESISTANCE NETWORKS, by A. JOLIVET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1334 to 1338).

The author sets up an essay about a new theory of analog resistance networks.

Considering on the one hand an electrostatic phenomenon to be studied and on the other hand an electrokinetic phenomenon observed on a resistance network, he shows how to establish gradually a correspondence between the two phenomenons ; this correspondence is the soul of the analogue method and imposes upon the network some properties which complete its firts definition.

The adaptability of this theorie appears in the great variety of the networks which it permits to imagine.

The conclusion is a brief comparison with the classical theory.

DATA PROCESSING ★ SCIENTIFIC SATELLITES ★ TELEMETRY

DATA PROCESSING FOR NASA SCIENTIFIC SATELLITES, E.J. HABIB. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1322 to 1330).

More than 10^8 data points per day are presently being received from NASA scientific satellites. This paper describes the methods now in use at the Goddard Space Flight Center for the processing of this large volume of telemetered data. These methods incorporate fully automated systems and non-fully automated systems. It also discusses attendant problems and potential methods for coping with this data explosion from the analysis viewpoint.

COLLOQUE INTERNATIONAL
L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

AVANT-PROPOS

PAR
R. AUBINIÈRE
Directeur Général
du Centre National d'Études Spatiales

La Recherche Spatiale a fait naître dans l'industrie un immense espoir qui se concrétise chaque jour davantage par l'apport de techniques nouvelles. Le développement de ces techniques s'est surtout fait sentir dans l'industrie électronique qui, incontestablement, est devenue une industrie de pointe.

Il existe une interaction évidente entre la Recherche Spatiale et l'Electronique. La Recherche Spatiale demande des éléments légers, peu encombrants et sûrs. En s'adaptant à ces différentes contraintes par la miniaturisation et la fiabilité des éléments, l'Electronique s'est placée, en un temps relativement court, à l'avant-garde des techniques. Il n'existe toutefois pas, pour autant, une Electronique Spatiale caractéristique.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, en accord avec le Centre National d'Etudes Spatiales, s'est préoccupée des conséquences de la Recherche Spatiale sur l'Electronique et de la manière dont cette dernière a dû s'adapter et se dépasser pour répondre aux exigences et aux contraintes de l'Espace.

Un colloque International sur l'Electronique et l'Espace a donc été organisé à Paris, du 10 au 14 avril 1967, par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens et l'Union des Associations Techniques Internationales, sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Cette manifestation a eu pour but d'étudier comment les nouvelles contraintes imposées par les applications spatiales ont conduit l'Electronique à s'adapter ou à se renouveler. Plus de cent communications ont été présentées au cours de ces journées d'études auxquelles ont pris part 700 spécialistes provenant de 20 pays différents.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens a bien voulu confirmer l'effort entrepris en publiant dans ce numéro de L'Onde Électrique *quelques unes des communications les plus marquantes ; que les responsables de la SFER et les organisateurs du colloque en soient vivement remerciés.*

SYNTHÈSE DU COLLOQUE SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

PAR

J.-P. CAUSSE

Directeur du Centre Spatial de Brétigny

Mesdames, Messieurs,

Je voudrais, avant d'attaquer la partie « synthèse » de mon exposé, présenter au nom du Comité de Conférences nos très vifs remerciements à tous ceux qui ont participé à ce Colloque. Ce Colloque est un de ceux, je crois, dont l'assiduité a été la plus remarquable, parmi tous ceux auxquels j'ai pu assister.

J'exprime le regret que nous n'ayions pas eu davantage de participants venant de pays proches de la France. Par contre, nous avons eu le plaisir d'avoir tant d'amis qui sont venus de très loin, des Etats-Unis et de l'Union Soviétique, en particulier.

Problèmes des retombées

Les lignes qui vont suivre tenteront de faire une synthèse du Colloque. Il n'est pas inutile de rappeler que nous avions songé initialement à centrer le Colloque sur les aspects de l'interaction entre l'électronique et l'espace, c'est-à-dire en particulier l'influence de l'électronique spatiale sur l'électronique ordinaire, et d'une façon générale à nous demander : qu'est-ce-que l'espace a apporté à l'électronique ? Qu'est-ce-que l'espace a apporté au développement de la technique et de la technologie ? En d'autres termes, essayer de faire une analyse du problème des retombées dans le domaine de l'électronique.

Ce problème de retombées, en fait n'a été traité dans notre Colloque, mais de façon excellente, que par deux conférenciers, M. WULFSBERG de Radio Collins Company et M. MUSSON-GENON de la Compagnie des Compteurs. J'aurai l'occasion de faire longuement appel au contenu de leurs deux exposés.

C'est l'électronique spatiale, élément majeur du Colloque, qui retiendra spécialement notre attention.

Ambiance spatiale

Dans un premier chapitre, je grouperai un certain nombre de remarques concernant l'ambiance spatiale, c'est-à-dire les contraintes auxquelles sont soumis les divers appareils fonctionnant dans l'espace.

Aujourd'hui cet environnement spatial est bien connu même en France. En ce qui concerne les vibrations, il semble que même le problème soit pratiquement résolu alors que c'était une préoccupation considérable, il y a seulement quelques années.

Dans ce domaine des contraintes apportées par l'espace, l'intérêt primordial semble se porter sur la faible consommation. Ce problème est lié à celui de la miniaturisation, de la complexité et de « l'intelligence » des systèmes et d'une façon générale au problème de la durée de vie. Je pense que ce sont ces deux caractéristiques, faible consommation et durée de vie, qui ont marqué l'essentiel des débats.

Ceci s'éloigne des considérations concernant les calculateurs au sol, où on a tendance à se préoccuper beaucoup des problèmes de rapidité et moins des problèmes de consommation. Il y a, c'est certain, aujourd'hui une double évolution des composants et des techniques de l'électronique, selon que l'on s'adresse soit aux calculateurs, soit à des applications spatiales. De plus, le désir de résister aux bruits de toutes sortes, en particulier ceux qui sont produits par les radiations ionisantes que l'on rencontre dans l'espace, va souvent à l'encontre de la faible consommation. On conçoit que si un dispositif est parcouru par des courants très faibles, n'importe quelle perturbation parallèle est susceptible de l'affecter profondément.

Toujours dans le domaine de l'ambiance spatiale, plusieurs sessions ont révélé l'importance toujours

actuelle de la physique des plasmas aussi bien dans son aspect scientifique que dans son aspect technique. Un exposé remarquable a été fait sur le fonctionnement des antennes de GEMINI dans le plasma, sur tous les essais qui ont été nécessaires, mais il reste encore beaucoup à apprendre dans ce domaine.

Les résultats d'études de radiations ont été très bien présentés au cours du Colloque ; ils produisent ce qu'on pourrait appeler une retombée scientifique ; par exemple, nous avons entendu les conférences de MM. CAMBOU, GLOTIN, GROSVALET, rappeler dans quelle mesure ces études de caractère proprement spatial ont fait appel à la physique fondamentale pour essayer d'expliquer les états de surface de ces nouveaux composants que sont les transistors à effet de champ, les MOST, etc.

Ce retour à la physique devrait permettre d'améliorer ces composants dont l'importance n'échappe à personne. On peut dire, en simplifiant, que le MOST ou le MOST-FET constitue, par rapport à l'électronique transistorisée, le genre de progrès que la pentode était par rapport à la triode. Il s'agit de dispositifs dont il est difficile de voir comment ils affecteront les circuits autres que les circuits spatiaux mais il serait bien étonnant qu'il n'y ait pas une utilisation qui déborderait très largement l'utilisation initiale.

Les calculateurs et le traitement des données

Je serais tenté de nommer cette rubrique « présence des calculateurs ». Il est certain que ce Colloque n'était pas du tout consacré aux calculateurs, aux ordinateurs, mais en fait le calculateur est partout présent ! Le nombre de conférenciers qui y ont fait allusion est considérable. Ce n'est plus une question de futur, déjà le calculateur est devenu un outil omniprésent. L'espace a accéléré ce phénomène qui atteindra bientôt toute l'activité humaine.

En ce qui concerne la conception des lanceurs, il faut se souvenir de l'exposé de synthèse de M. DAUGUET et des moyens de contrôle automatique signalés dans un grand nombre de conférences. On peut rappeler aussi les problèmes de gestion, PERT ou autres. M. DAUGUET a indiqué que, par exemple, le planning du lanceur ELDO avait plus de 2 000 événements et qu'il n'était pas concevable de pouvoir tenir un tel planning autrement qu'avec l'aide d'un puissant ordinateur.

Dans le domaine du traitement des données, M. HABIB (NASA) a mis en évidence l'importance d'une nouvelle conception de traitement d'une grande masse de données introduite par l'espace et, peut-être pour la première fois, dans un monde où il n'y avait, en fait, personne pour les traiter. Désormais, tout nouveau problème avec un grand nombre de données sera résolu comme on est amené à le faire dans le domaine spatial.

Fiabilité

C'est un des sujets qui a le plus passionné les auditeurs de ce Colloque, si l'on en juge par leur participation active et la façon dont les conférences ont suscité des discussions.

Nous avons eu, en particulier, une confrontation extrêmement claire entre les deux méthodes principales, les deux attitudes mentales, pourrait-on dire, concernant la fiabilité. On peut les résumer ainsi : *calculer le risque*, ou bien *diminuer le risque*, c'est-à-dire, diminuer le risque que l'on ne connaît pas.

Calculer le risque est la méthode que l'on applique aux très grands projets. Il y eut un exposé sur APOLLO et, dans ce cas, pour des raisons de sécurité de vie humaine, comme autrefois dans MINUTEMAN pour des raisons de sécurité nationale, les considérations de fiabilité sont absolument présentes dans la totalité des opérations depuis la fabrication du composant jusqu'au système complet.

Cette méthode conduit, à une durée assez longue et le projet APOLLO, assez paradoxalement, utilise une technologie que l'on pourrait considérer comme moins avancée que celle de certains projets plus récents. Par exemple, le projet APOLLO n'emploie pas de circuits intégrés, tandis que le LUNAR ORBITER qui a été commencé plus tard en fait un large usage. Ce paradoxe est dû au fait que l'on a pu prendre des risques sur le LUNAR ORBITER et non sur le projet APOLLO.

L'autre « attitude mentale » consiste à diminuer le risque que l'on ne connaît pas. M. WHITE de la NASA pense qu'il n'est pas question d'adopter une fabrication de composants et une technologie uniquement destinées à un seul projet déterminé ; par contre, il faut, à partir de composants de haute fiabilité existants et de technologies éprouvées, concevoir les circuits en fonction de ces composants et appliquer ces règles de technologie pour le projet particulier. Ainsi l'ingénieur doit-il, à tout instant et à chaque niveau, faire une synthèse entre la conception du circuit sur le plan fonctionnel et la conception de fiabilité. Cette méthode, utilisée dans le cas du satellite IMP-F, est celle vers laquelle actuellement les projets européens ont tendance à s'orienter.

Gestion des programmes et méthodologie

Les deux exposés de M. WULFSBERG et de M. MUSSON-GENON ont montré clairement l'importance de la gestion des projets spatiaux en matière d'organisation. Il y a ce que l'on peut appeler l'organisation dans le temps des projets, c'est-à-dire leur évolution, la nécessité d'études de fiabilité, la nécessité d'une série relativement bien codifiée et bien préparée de projets successifs et le passage à la fabrication qui doit, en fait, être conçue dès le début des études.

M. WULFSBERG a traité de la question de l'organisation propre aux projets spatiaux : il a plaidé pour l'organisation par *projet* (par opposition à l'organisation *fonctionnelle* caractérisée par la pyramide hiérarchique habituelle). Ces méthodes d'organisation, qui tendaient au début à caractériser les projets spatiaux, se répandent rapidement aujourd'hui. Nous pensons qu'il en sera ainsi chaque fois que l'on devra résoudre des problèmes impliquant la participation

simultanée de nombreuses techniques et que l'on voudra donner priorité au succès d'une certaine opération.

Conclusion

A titre de conclusion, je voudrais dire combien nous avons été frappés de voir que le sérieux du travail apparaissait au travers de la totalité du Colloque. L'Espace, c'est l'anti-bricolage, c'est l'évidence ici !

Nous avons vu partout du matériel de grande qualité. Même les expérimentateurs, même les physiciens ont présenté des équipements de contrôle ! Espace est devenu aujourd'hui synonyme de planning, de contrôle, d'essais ; on aimerait pouvoir dire que l'électronique spatiale c'est l'électronique qui *fonctionne* et qui fonctionne même dans des conditions extrêmement dures.

De toute façon, s'il y a encore bien des difficultés et s'il y a encore des pannes, je pense que l'électronique spatiale a contribué au progrès considérable en ce sens qu'on sait mieux aujourd'hui ce qu'il faut faire pour avoir le maximum de chances de réussir.

Je pense que n'importe quelle industrie qui cherchera à construire quelque chose devant fonctionner à coup sûr, trouvera l'industrie électronique prête, grâce à l'Espace.

DISCIPLINES IMPLIQUÉES DANS L'ÉTUDE D'ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES SPATIAUX

PAR

H. LOW et J.R. GOODYKOONTZ

Electronic Systems Division, TRW Inc.
Redondo Beach (U.S.A.)

1. Introduction

Plus que dans tout autre domaine de la technologie, l'impact du vol spatial sur les règles de construction de l'appareillage électrique a été profond. Le vol spatial a imposé à tous les types d'équipements électroniques des exigences nouvelles telles que la réalisation simultanée de missions complexes, la réduction importante de poids et d'encombrement, et une grande augmentation de la fiabilité.

Par exemple, à l'équipement de traitement des données de Mariner 4, il était demandé de coder automatiquement le relevé photographique de Mars selon une matrice numérique, enregistrer la matrice, puis moduler la porteuse du relais radio avec cette information. Il lui fallait remplir cette mission en excluant presque tout risque de panne et après de nombreux mois passés dans le milieu hostile de l'espace. Le poids de l'équipement ne devait pas dépasser quelques kilogrammes. Il y a moins d'une dizaine d'années, la réalisation d'un équipement de ce genre aurait été impossible. Elle l'est devenu aujourd'hui grâce à une révolution dans la miniaturisation des composants et des circuits et dans les méthodes de montage, connexion et alimentation de ces composants, révolution qui est encore en cours et qui promet de fournir des équipements électroniques encore plus remarquables : plus petits, plus souples, plus fiables.

Presque tous les équipements électroniques modernes peuvent être considérés selon les trois niveaux de groupement de la figure 1. Le premier niveau consiste en éléments individuels tels que modules en boîtier, circuits intégrés du type plat, et composants. Le deuxième niveau consiste en un groupement de plusieurs éléments du premier niveau. Souvent ce groupement se fait par une carte de circuits à deux côtés ou à plusieurs couches. Le troisième niveau est un groupement de plusieurs

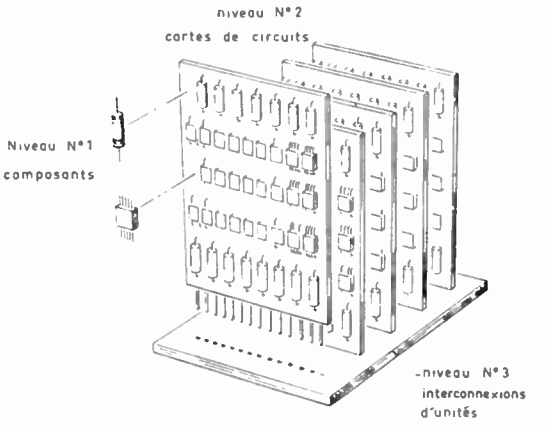


FIG. 1. — **Les trois niveaux de groupement**

ensembles du deuxième niveau par ses moyens désignés de façon variée (carte mère, matrice ou peigne d'interconnexion ou câblage arrière de panneau). Le groupement du troisième niveau est intégré mécaniquement en une structure d'unité. Pour les unités très simples les groupements des deuxième et troisième niveaux peuvent fusionner. Dans les équipements numériques complexes, un niveau supplémentaire est parfois introduit entre les niveaux 1 et 2.

Quand les équipements sont devenus plus complexes, le troisième niveau a tendu à absorber cette complexité. Les perfectionnements dans les interconnexions d'unités semblant avoir atteint aujourd'hui leur maximum, les nouvelles demandes de complexité doivent être satisfaites de plus en plus dans les groupements de premier et deuxième niveaux.

Dans ce cadre, il est utile de faire une revue générale des contraintes qui sont imposées à la construction des équipements électroniques pour les applications spatiales. Sur cette base, il est possible d'examiner les objectifs généraux des types de construction, en concluant sur un exemple particulier.

2. Contraintes

Le milieu spatial impose des conditions spéciales à la construction des équipements électroniques, dans certains cas elles peuvent être moins sévères que celles des équipements terrestres, mais habituellement elles le sont davantage, et parfois exceptionnellement dures [1, 2]. Le constructeur doit prendre garde aux conditions d'environnement suivantes dans lesquelles son équipement électronique doit fonctionner et survivre :

Vibrations,
Vide,
Micrométéorites,
Rayons ultraviolets, X et gamma,
Rayonnement de particules.

Normalement le constructeur n'a pas à se préoccuper de la contamination par l'humidité, les sels ou les moisissures, sauf si l'équipement doit être stocké avant de gagner l'environnement spatial. La température et l'apesanteur sont aussi des contraintes, mais d'importance mineure.

De toutes les vibrations subies par un équipement dans un vaisseau spatial, les plus sévères sont celles qui sont dues au lancement (fig. 2). Bien que les vibrations soient très fortes dans quelques cas, il est facile d'y adapter la construction par des structures appropriées.

Le vide spatial peut avoir deux effets sur l'équipement. D'un côté, il peut se produire une sublimation et une perte des gaz enfermés, d'autre part, des pièces mécaniques peuvent se souder ensemble dans le vide poussé. Les taux de sublimation de la plupart des métaux sont connus et, pour des métaux comme le zinc et le cadmium, le taux est assez élevé pour en interdire l'emploi dans la plupart des applications. Bien que la perte réelle de poids puisse être faible, la substance sublimée peut se déposer sur une autre surface, présentant une menace de

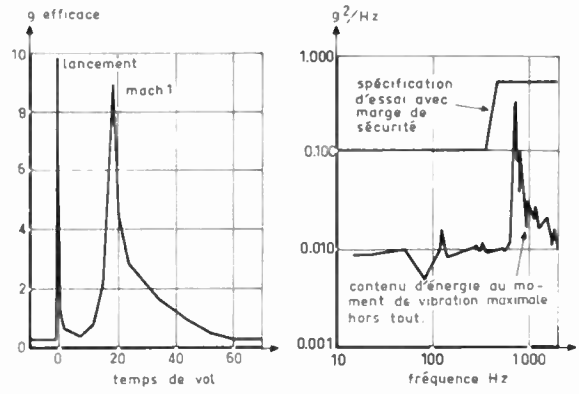


FIG. 2. — Conditions de vibrations typiques.

défaut électrique ou optique. L'effet du vide sur les plastiques peut être beaucoup plus important. Comme beaucoup de ces produits sont relativement nouveaux, des essais spéciaux sous vide sont habituellement nécessaires avant de pouvoir évaluer les pertes de poids.

Le coefficient de frottement statique de l'acier sur l'acier dans l'atmosphère est 0,39, mais dans un vide de 10^{-6} mm Hg, il devient 0,78. Dans un vide aussi poussé que celui de l'espace, deux pièces propres en acier se soudront à leurs points de contact. Il faut prendre des précautions spéciales dans l'établissement de tout équipement qui contient des pièces mobiles. Les caractéristiques de réaction du vide sur certaines substances importantes sont données au tableau I, page suivante.

En général, les équipements électroniques, étant placés à l'intérieur du corps du vaisseau, sont protégés contre les micrométéorites. Dans certains cas cependant, en particulier pour une grande partie de l'appareillage des vaisseaux spatiaux Mariner, il n'y a pas de blindage général. Comme un impact peut détériorer ou même arrêter le fonctionnement, le constructeur doit assurer une protection suffisamment efficace pour empêcher le dommage, ou introduire une redondance fonctionnelle telle que le fonctionnement puisse continuer dans le cas d'un dom-

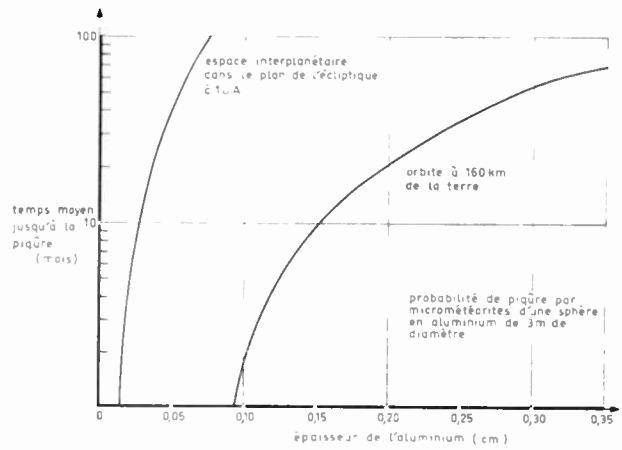


FIG. 3. — Probabilité de piqûre par les micrométéorites.

TABLEAU I

Effets du vide sur les corps

Corps	Effets	Recommandations
Cadmium Zinc	Se sublime	Ne pas utiliser ou recouvrir d'époxy ou plastique semblable
Autres métaux ayant une importance technique	Les surfaces glissantes doivent être traitées pour empêcher la soudure.	1. Lubrifier avec MoS_2 ou WS_2. 2. Plaquer un métal mou tel que Au.
Céramiques	Dégazage très faible. (Seulement absorbés et adsorbés gaz et humidité)	Utiliser
Phtalate de diallyle Epoxy Epoxy laminé Polyoléfine irradiée Fluorure de polyvinylidène irradié Polystyrène Polytétra-fluoréthylène Polyuréthane Caoutchouc Viton	Faible dégazage Pas d'effets notables	Utiliser
Epoxy Nylon Résines phénoliques Polyuréthane Mousse de polyuréthane (rigide) Résine silicone Caoutchouc silicone	Dégazage modéré. Isole les contacts électriques, détériore les surfaces optiques. Contrarie les expériences. Pas de changements notables des propriétés des matières	Utiliser avec certaines limitations
Polysulfure Polyuréthane Mousse de polyuréthane (souple) Chlorure de polyvinyle	Dégazage intense. Contamination intense de l'environnement	Ne pas utiliser.

Nota. - Les propriétés des matières apparaissant dans plus d'une catégorie varient suivant leur formulation.

mage. Le degré énergétique des micrométéorites en fonction de leur position dans l'espace est assez connu pour que le constructeur dispose des informations nécessaires (fig. 3).

Hors de l'atmosphère, le rayonnement ultraviolet, environ 10^4/cm²-s à 1 UA peut déteriorer l'équipement électronique, l'effet le plus grave étant l'altération des propriétés électriques provenant de la photodissociation. S'ils doivent être exposés à la lumière du soleil, l'emploi de produits relativement peu effectés par l'ultraviolet est le seul moyen pratique d'éviter ce danger. En général, plus le poids moléculaire d'une substance est faible, moins elle est sensible à la photodissociation. L'énergie dans les gammes X et γ du spectre est négligeable dans l'espace, sauf pendant des protubérances solaires. L'effet de rayonnement de freinage « Bremsstrahlung » peut cependant être nocif ; dans ce dernier, une partie de l'énergie du rayonnement des particules en interaction avec une substance est rayonnée à nouveau sous forme de rayons X et γ. Le fait qu'une telle radiation a une forte pénétration, rend le blindage difficile.

Les radiations primaires proviennent de deux sources, protons des protubérances solaires, et électrons et protons des ceintures de Van Allen. Le flux annuel total de protons venant du soleil au voisinage de la terre est estimé à 10^7/sm² pour des énergies supérieures à 100 MeV. Si le vaisseau spatial est dans le champ géomagnétique, ce flux peut être réduit de 50 à 100 % selon l'altitude et la latitude. L'intensité dans les zones de Van Allen variera aussi avec l'altitude et la latitude, atteignant un maximum à des altitudes de 3 000 à 10 000 km au-dessus de l'équateur. Le flux net escompté de protons à forte énergie, dont on peut craindre le plus grand dommage, est approximativement comme il est indiqué dans la figure 4. Les dommages subis, a différents niveaux de rayonnement par différentes substances d'équipement [1, 3] sont indiqués figure 5. Comme pour les dommages dus aux micrométéorites, le constructeur peut introduire une redondance

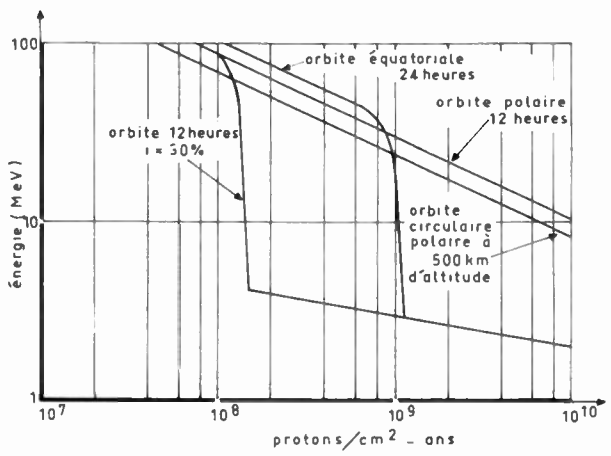


FIG. 4. — Spectres intégraux de protons sur diverses orbites.

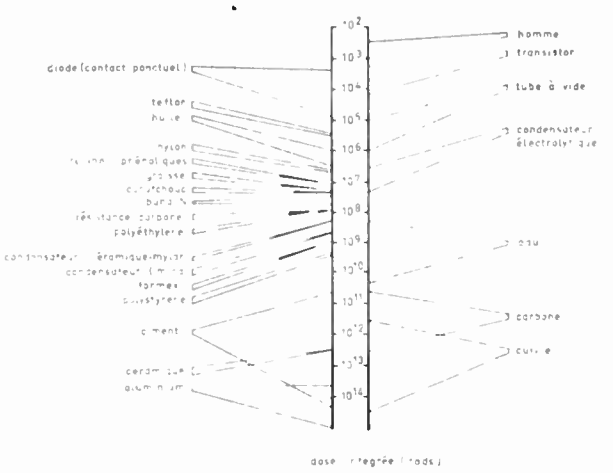


FIG. 5. — Résistance aux radiations de divers types de corps.

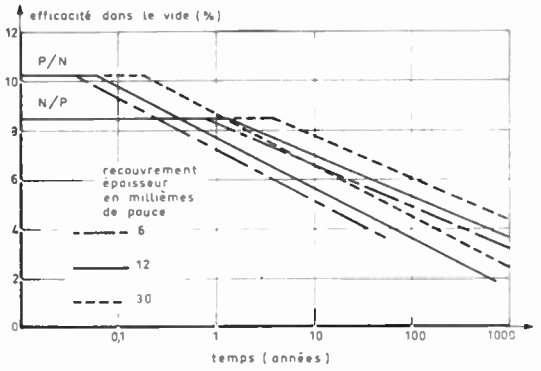


FIG. 6. — Comparaison de la qualité de fonctionnement des cellules solaires.

suffisante pour que les dommages escomptés des radiations laissent encore le système en état de fonctionnement. Autrement il peut loger l'équipement de façon que les autres éléments du vaisseau spatial protègent son électronique, ou incorporer un blindage suffisant dans les groupements électroniques. La solution de choix, quand elle est possible, consiste à employer des composants qui sont intrinsèquement plus résistants aux radiations, par exemple les piles solaires N/P au lieu de P/N. Les effets obtenus en faisant varier le type de pile solaire et le blindage de verre pour protéger la pile sont montrés à la figure 6. Pour un vaisseau spatial sur une même orbite, il est clair qu'on peut obtenir des résultats supérieurs avec les piles résistant aux radiations seulement si la mission doit durer un an ou davantage.

Une contrainte spéciale due au désir de ne pas contaminer la recherche d'une vie extra-terrestre impose la nécessité de rendre stérile l'équipement à utiliser dans de telles missions. On stérilise soit par la chaleur, soit par contact avec l'oxyde d'éthylène. Malheureusement les deux processus tendent à détériorer les composants électroniques (tableau II). Si l'équipement doit être stérilisé, le constructeur doit prendre certaines précautions, par exemple employer les composants les moins affectés par la haute température.

3. Objectifs

Dans le cadre des contraintes imposées par le milieu spatial, le constructeur doit fournir un équipement qui réalise au maximum les objectifs de haute fiabilité, bas prix, poids et volume réduits, et toutes les conditions spéciales rencontrées au cours de la mission telles que les limites de température empêchant la formation de champs magnétiques induits.

La nécessité de la fiabilité a conduit à éviter les connecteurs enfichés. Comme exemple caractéristique, dans un sous-ensemble (fig. 7), 8 200 composants sont brasés de façon permanente sous la forme de modules « fagot » (groupements du premier niveau) lesquels, de leur côté, sont soudés sur des matrices d'interconnexion en fil de nickel. Dans un autre équipement, les groupements de premier ni-

TABLEAU II

Processus de stérilisation

Processus	Effets du processus	Remèdes
Chaleur sèche 125 °C pendant 24.5 heures	Tue tous les organismes en surface et incorporés dans l'équipement électronique.	
	Crée des tensions dans les modules électroniques.	Adapter les coefficients de dilatation thermique. Utiliser des matières de mise en capsule pour diminuer les tensions
	Dégrade les semiconducteurs au germanium	Utiliser des semiconducteurs au silicium
	Dégrade les accumulateurs.	Stériliser les accumulateurs à l'état déchargé
	Stérilise les surfaces.	
12 % Oxyde d'éthylène. 88 % Fréon 12 à 38 °C humidité relative 35 % pendant 11 h.	Effets mineurs, mais augmentation avec exposition répétée.	Limiter l'exposition au stérilisant. Employer des pièces scellées hermétiquement pour blinder les éléments réactifs.

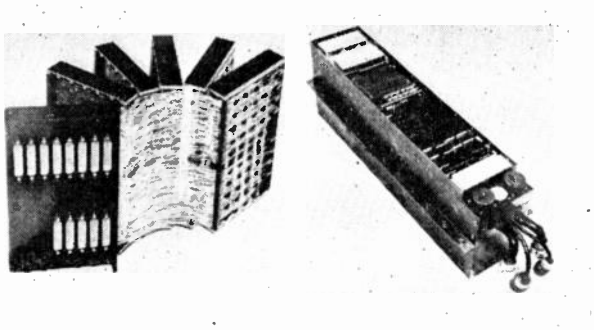


FIG. 7. — Equipement à connexions minimales

veau sont soudés de façon permanente sur des cartes de circuits à plusieurs couches de second niveau, et celles-ci sont connectées par fils enroulés dans une matrice d'interconnexion, formant l'unité du troisième niveau. On a forcé la complexité dans les groupements du second niveau pour réduire celle du troisième niveau. En réduisant au maximum les connexions totales et en évitant les connexions de type enfiché, on a atteint un haut degré de fiabilité. La réduction du nombre de connexions, que cette solution rend possible, améliore considérablement les chances de succès [4], comme le montre la figure 8.

En construisant un équipement de cette façon, il est essentiel que les groupements du premier niveau soient fiables. Le constructeur doit employer des composants ayant les taux de panne intrinsèques les plus bas possibles, groupés de façon à fournir ce taux de pannes en usage réel. Des données sur la fiabilité de deux systèmes de vaisseaux spatiaux ont été recueillies pendant plus d'un milliard de composant-heures de fonctionnement. Les heures-compo-

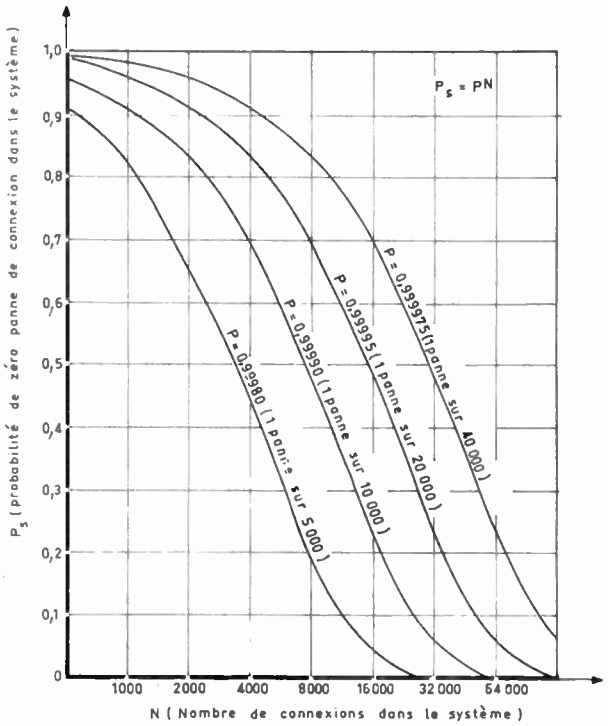


FIG. 8. — Probabilité de pannes de connexion

TABLEAU III

Taux typiques de pannes sur orbites par type de composant

Composant et Type		Heures de fonctionnement	Taux de panne, % par 1 000 heures, niveau de confiance 60 %
TRANSISTORS	Silicium	106 073 965	0,00276 %
	Germanium	6 342 507	0,01418
DIODES	Silicium	385 629 667	0,00052
	Germanium	45 600	1,97368
	Zener	7 508 145	0,01198
	Redresseur commandé	3 163 253	0,02845
	Varactor	420 914	0,21382
RÉSISTANCES	Composition au carbone	74 482 179	0,00120
	Couche métallique	292 450 010	0,00030
	Bobinées	4 374 113	0,02057
	Variables	629 480	0,14297
	Thermistances	4 205 426	0,02140
CONDENSATEURS	Céramique	63 428 620	0,00316
	Verre	22 653 940	0,00397
	Mica trempé	2 926 213	0,03075
	Feuille de tantale	1 030 847	0,08730
	Tantale massif	42 916 870	0,00209
	Plastiques	233 919	0,38474
	Mylar papier	387 862	0,23204
	Filtre d'alimentation	3 173 990	0,02835
	Variables	2 030 671	0,04432
MAGNÉTIQUES	Transformateur	25 782 120	0,00349
	Inductance	1 397 461	0,06440
	Filtre	3 281 707	0,02742
RELAIS	Sans verrouillage	4 039 406	0,02228
	Avec verrouillage	6 051 340	0,01487
CIRCUITS INTÉGRÉS		3 460 128	0,02601

TABLEAU IV

Taux typiques de pannes sur orbite par groupe de composants

Composants	Nombre des composants	Heures de fonctionnement	Heures de non fonctionnement	Taux de panne % par 1 000 heures niveau de confiance 60 %
Transistors	13 989	112 416 472	21 669 546	0 00276 %
Diodes	45 855	396 767 579	102 197 375	0,00050
Condensateurs	15 505	141 398 772	38 144 120	0,00142
Résistances	44 541	376 259 818	75 333 262	0,00023
Magnétiques	3 531	30 461 288	9 995 648	0,00295
Relais	1 302	10 090 746	4 256 646	0,00891
Circuit intégrés	542	3 460 128	—	0,02601
TOTAUX		1 070 854 803	251 596 597	

sant ont été appliquées au nombre de circuits et aux composants pour permettre le calcul des taux de pannes comme il est montré sur les tableaux III et IV. Ces taux de pannes sont précieux pour la construction de modèles mathématiques permettant de prévoir la fiabilité qu'on escompte d'un nouvel équipement [5].

Puor évaluer le prix total, la fiabilité est aussi importante que le fonctionnement et le prix de fabrication. Si la fiabilité d'un élément n'est pas suffisante, des éléments identiques supplémentaires peuvent être ajoutés dans une configuration redondante. Une évaluation soignée du prix de la fiabilité correcte assurée à la mission doit être faite de deux façons : en améliorant la fiabilité des éléments individuels et en fournissant des éléments redondants. Si le prix est approximativement égal, le relèvement de la fiabilité individuelle est préférable à cause de l'économie de poids.

Pour la réduction du poids et du volume, les plus grands gains ont été obtenus par les groupements du premier et du second niveaux [6]. Cette tendance va probablement continuer, car les progrès techniques au troisième niveau semblent se ralentir. Les circuits intégrés, les couches minces et le groupement plat ont apporté la plus forte contribution à la réduction des dimensions et du poids des groupements du premier niveau. Les cartes de circuits à deux côtés et à couches multiples [7, 8, 9] constituent la base principale au second niveau. Combinées, ces deux méthodes permettent des réductions de poids dans un rapport de 8 ou 10 sans affecter les autres caractéristiques (fig. 9).

Quelques groupements du second niveau utilisant les techniques de microélectronique sont montrés figure 10.

En maintenant la température de fonctionnement dans des limites convenables, le principal problème thermique est de se débarrasser de la chaleur dissipée par les dispositifs électroniques. Cette difficulté est compliquée sur orbite par le vide et la pesanteur. Seule la conduction peut être effectivement utilisée pour évacuer la chaleur, à moins d'une construction en unités scellées. En général, on évite les

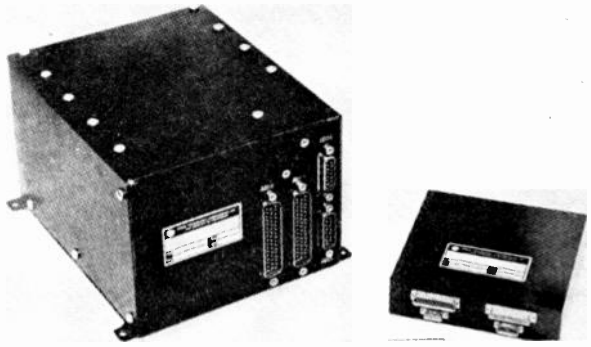


FIG. 9. — Réduction de volume et de poids

	Avant réduct.	Après réduct.
Nombre de pièces	1230	126
Poids	4,2 livres	0,5 livre
Volume	156 in³	10,3 in³

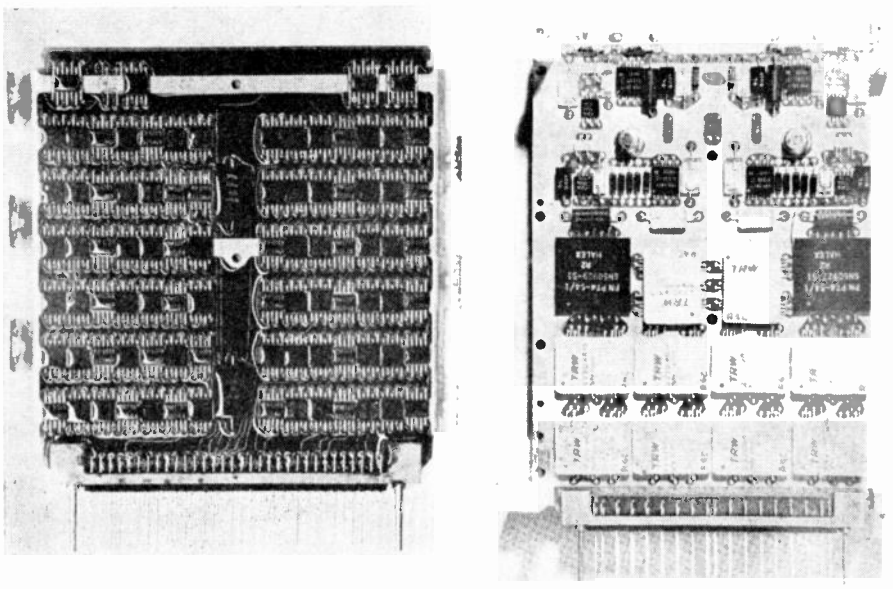


FIG. 10. — Groupements microélectroniques second niveau.

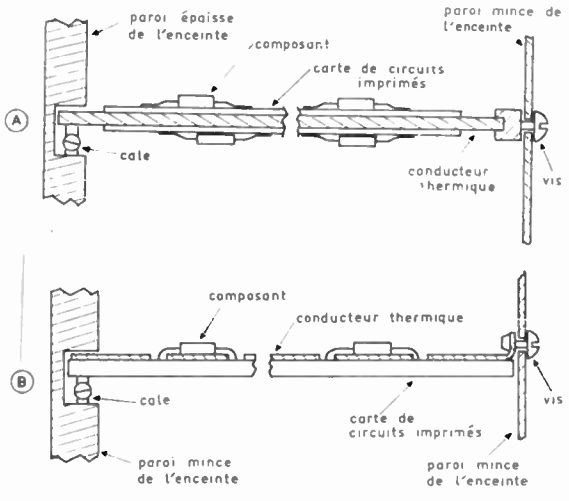


FIG. 11. — Transfert de chaleur par conduction :

A) Cartes de circuits imprimés montées sur un élément de la structure conducteur de la chaleur.

B) Couche conductrice de la chaleur liée à la carte de circuits imprimés.

unités scellées à cause du poids et de la difficulté de faire un bon scellement. On y arrive en assurant un chemin thermiquement conducteur, partant de chaque élément générateur de chaleur et allant vers l'extérieur de l'unité (fig. 11). Le vaisseau spatial lui-même doit alors rayonner l'excès de chaleur dans l'espace.

Eventuellement, comme avec les récents vaisseaux spatiaux Pioneer, l'objectif d'une mission est de fournir des mesures sensibles de champs magnétiques minimes. Dans ce cas, il faut empêcher le vaisseau spatial d'engendrer des champs formant masques, en éliminant ou réduisant au maximum les substances magnétiques dans la construction. Il faut un équipement d'essai spécial pour contrôler les propriétés magnétiques (fig. 12) de toutes les pièces et substances utilisées.

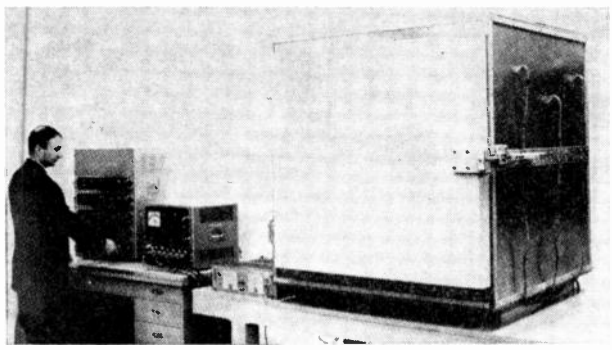


FIG. 12. — Essai des propriétés magnétiques :

Composants typiques	Intensité du champ magnétique
Transistor, TO-5, fils Kovar 3 mm	10 γ
Diode, verre, fils Kovar 3 mm	10 γ
Diode, époxy, fils cuivre	0 γ
Condensateur, céramique, fils cuivre	0 γ
Condensateur, tantale, fils Kovar 12 mm.	50 γ
Résistance, composition, fils cuivre	0 γ
Quartz, en boîtier, fils Kovar 6 mm	100 γ
Relais, en boîtier, non excité	300 γ
Relais, en boîtier, excité	500 γ
Transformateur, tore moulé, non en fonctionnement	10 γ
Transformateur, tore moulé, en fonctionnement	30 γ

Mesure faite dans la chambre d'essai magnétique à 80 mm du centre du composant après exposition à 25 gauss.

Pour prévoir et construire un équipement électronique spatial en considérant tous ces objectifs, il est désirable et, dans de nombreux cas, indispensable d'appliquer des méthodes spéciales et des dispositions dépassant ce qui est normalement demandé pour un équipement qui reste sur la terre.

4. Exemple d'équipement

Le sous-ensemble d'alimentation d'Intelsat III (fig. 13) est un équipement électronique de vaisseau spatial représentatif. Il est établi de façon à fournir

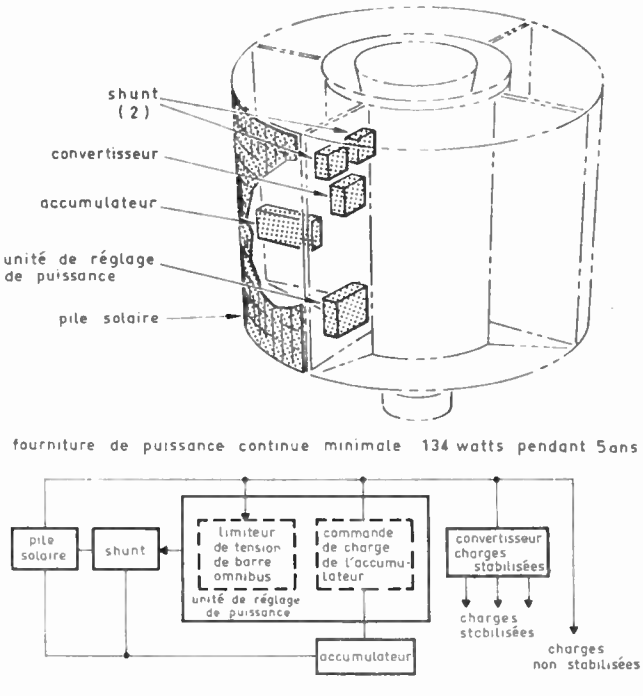


FIG. 13. — Sous-ensemble d'alimentation électrique

la puissance au satellite continuellement pendant cinq ans de fonctionnement sur orbite synchrone de 24 heures. La condition de fiabilité de 0,942 pendant cinq ans a imposé une construction utilisant des composants électroniques de haute qualité du point de vue de la durée de vie et des caractéristiques, la redondance des composants et des circuits, et des concepts de groupement fiable.

La puissance est fournie pendant la lumière du jour par un dispositif comportant 10 720 cellules solaires au silicium N/P, de 2 × 2 cm recouvertes de couvercles de silice fondue de 0,3 mm et montées sur le corps du satellite. Le nombre et le type de cellules ainsi que leur protection ont été choisis sur la base de la puissance désirée, en tenant compte de la détérioration due aux micrométéorites et aux

rayonnements de tous types pendant une période de cinq ans. En connectant les cellules, on a fait un large usage de la redondance.

Un accumulateur comprenant 20 éléments nickel-cadmium (fig. 14) est fourni pour fournir l'énergie pendant les éclipses.

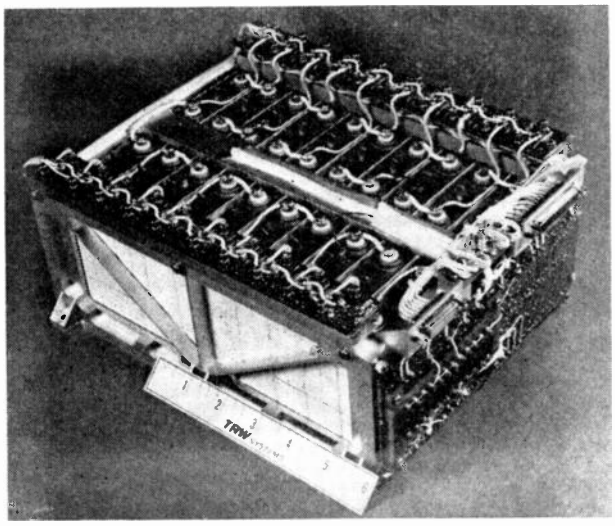


FIG. 14. — Bloc d'accumulateurs

L'électronique de commande (fig. 15) comprend cinq groupements de second niveau contenant environ 800 composants soudés sur des cartes de circuits imprimés. Des radiateurs d'aluminium sont prévus. Les transistors de puissance constituent une difficulté spéciale et sont montés directement sur les parois du groupement du second niveau pour faciliter la dissipation de chaleur. Les cinq groupements du second niveau sont connectés ensemble par un peigne souple. Il n'y a pas de connecteurs enfichés jusqu'à ce qu'on atteigne le troisième niveau, ou unité complète. Au groupement de troisième niveau, on emploie cinq connecteurs enfichés, quatre pour connecter l'accumulateur et la pile solaire, et un pour les essais. L'unité de commande, l'accumulateur et la pile solaire sont interconnectés par câblage, formant ainsi le sous-ensemble complet d'alimentation du satellite.

Sous bien des aspects importants, ce sous-ensemble intégré illustre les facteurs qui interviennent dans la construction des équipements électroniques destinés à l'espace. Le nombre et le type de cellules solaires et le type de recouvrement protecteur sont affectés par les radiations et les micrométéorites qui seront rencontrés. La dimension de l'accumulateur et les dispositions thermiques sont déterminées en partie par la longueur et la fréquence des [illegible] prévues. La fiabilité escomptée, en connexion avec la limite de poids, conduit à l'adoption de composants à état solide, groupements miniaturisés, et confiance presque exclusive dans le câblage dur. On a maintenant une expérience suffisante sur le résultat des contraintes et objectifs de vols spatiaux d'une durée de cinq ans ou moins et nous pouvons espérer le succès des suivants avec un degré de confiance convenable.

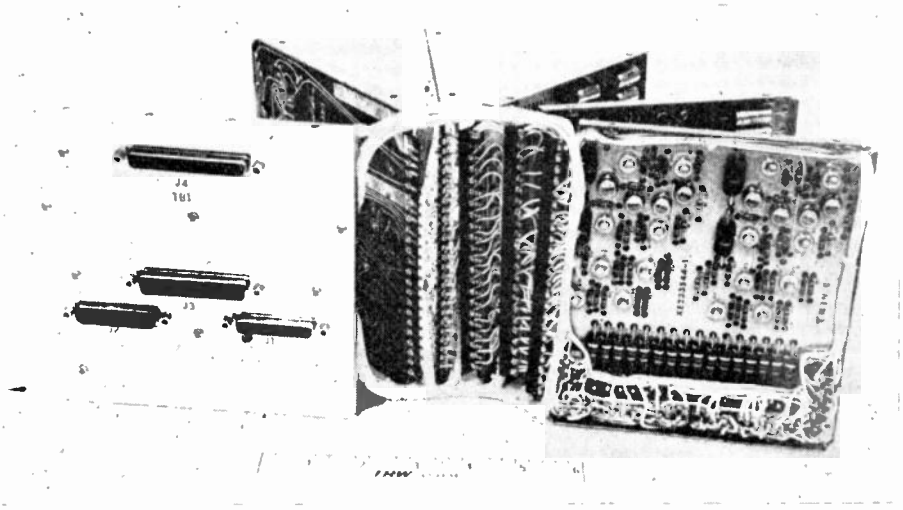


FIG. 15. — Unité de réglage de puissance

REFERENCES

[1] LEHR S. N., et al. — « Equipment Design Considerations for Space Environment ». Report N° STL/TR-9990-6032-RU000, TRW Systems, One Space Park, Redondo Beach, California.

[2] PERKINS C. W., et al. — « Radiation Effect on (Monolithic) Microelectronic Circuits ». Hughes Aircraft Co., Fullerton, California ; Document N° AD-642-301, U.S. Department of Commerce, Springfield, Virginia 22151.

[3] KING R. W., et al. — « The Effect of Nuclear Radiation of Elastomeric and Plastic Components and Materials ». Report N° 21, Battelle Memorial Institute, Colombus, Ohio.

[4] GOODYKOONTZ J. R., et al. — « Microelectronic Connections ». Third International Electronic Circuit Packaging Symposium, University of Colorado, Boulder, Colorado.

[5] JAMES L. N. — « System Reliability Estimation ». Bell Telephone Laboratories.

[6] MOORE D. W. — « Interconnections and Packaging - the Most Critical Areas of Microcircuit Application ». 1966, Proceedings, Electronic Components Conference, Washington, D.C.

[7] KAMENSKY A. — « Performance and Reliability of Plated Multilayer Printed Wiring Joints ». Douglas Aircraft Co., 1966, Proceedings, Electronic Components Conference, Washington, D.C.

[8] DOUGLAS R. R. — « Manufacturing Process Development for Parallel-Gap Soldering », TRW Systems, Proceedings, National Electronic Packaging and Production Conference of 1966.

[9] BURNSTEIN E. B. — « Materials and Processes for Multilayer Printed Wiring Boards », Westinghouse Defense and Space Center, Proceedings of the National Electronic Packaging and Production Conference 1966.

DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT SPATIAL ILLUSTRATION DE SES EFFETS SUR LES MATÉRIAUX

PAR

J.F. FAUGÈRE et C. ELBAZ

Centre National d'Etudes Spatiales
Brétigny-sur-Orge

L'environnement spatial d'un satellite terrestre concerne principalement les domaines suivants :

— les rayonnements électromagnétiques,
— les particules élémentaires,
— les micrométéorites.

Nous allons décrire rapidement chacun de ces domaines en donnant, chaque fois que cela sera possible, un exemple concret tiré de l'expérience acquise par le CNES. Les cas des micrométéorites étant illustré par une expérience faite par la NASA.

1. Les rayonnements électromagnétiques

Nous citerons par ordre d'importance, du point de vue de leurs effets :

— Le rayonnement solaire direct.
— Le rayonnement solaire diffusé par la terre et son atmosphère ou rayonnement Albedo.
— Le rayonnement de la terre.

1.1. Le rayonnement solaire direct

Sa répartition spectrale en dehors de l'atmosphère est proche de celle d'un corps noir à 6 000 °K, la plus connue et la plus utilisée est celle de Johnson.

La figure 1 montre la radiance spectrale en fonction de la longueur d'onde pour le spectre de Johnson. 2 % de l'énergie totale se situe dans les longueurs d'onde inférieures à 2 200 Å et 10^{-6} de l'énergie, en dessous de 1 300 Å. La connaissance imparfaite que nous avons du spectre solaire dans

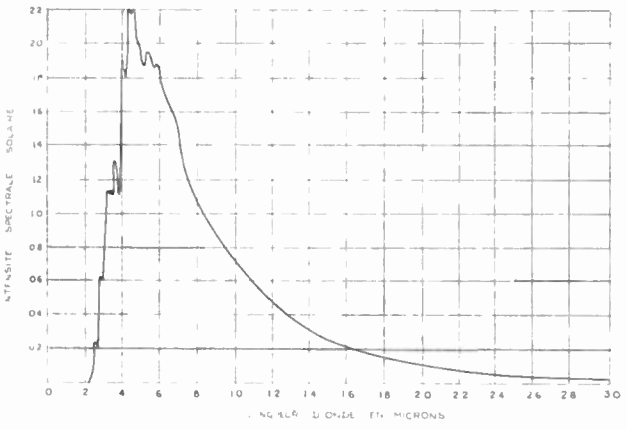


Fig. 1.

l'ultraviolet lointain n'est donc pas très gênante, du simple point de vue énergétique. Le flux solaire moyen est de 140 MW/cm², il fluctue entre le périhélion et l'aphelion de ± 3 %.

1.2. Le rayonnement solaire diffusé ou rayonnement albedo

On admet généralement que 36 % du rayonnement solaire qui atteint la terre et son atmosphère est réfléchi de manière diffuse dans l'espace. Ce chiffre est une valeur moyenne car la quantité de rayonnement réfléchi varie avec l'époque et le lieu survolé.

A titre d'exemple voici quelques chiffres. (2)

Cumulus	56 % à 81 %
Altostratus	39 % à 59 %

Terre sèche	8 % à 14 %
Désert	24 % à 28 %
Neige fraîche	80 % à 90 %
Océans	4 %
Forêts	4 % à 10 %

La répartition spectrale du rayonnement Albedo est sans aucun doute différente de celle du rayonnement solaire direct dans les courtes longueurs d'ondes mais ces différences sont négligeables, d'un point de vue énergétique.

1.3. Le rayonnement de la terre

La terre et son atmosphère émettent dans l'infrarouge et la répartition spectrale de ce rayonnement dépend beaucoup de l'endroit considéré, de sa température de surface ainsi que de la couverture nuageuse qui s'y trouve. Néanmoins on peut admettre que l'ensemble de la surface terrestre émet comme un corps gris à 290 ° K avec une émittance voisine de 0,93.

Dans les calculs d'énergies, on admet plus généralement que la terre est un corps noir à 250 °K.

La figure 2 montre un spectre typique d'émission obtenu à partir de radiomètres volant sur satellite.

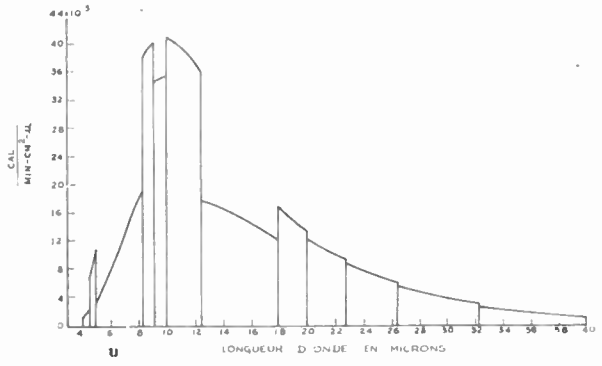


Fig. 2. — Distribution spectrale du rayonnement terrestre provenant de la surface et de l'émission atmosphérique.

1.4. Effets des rayonnements électromagnétiques

Ces effets s'exercent soit directement : ce sont les effets de vieillissement sur les surfaces, en particulier les revêtements de contrôle thermique, soit indirectement car la structure même du véhicule intervient, ce sont les fluctuations de température sur orbite.

1.4.1. *Effets de vieillissement*

Cet effet est principalement dû aux rayons ultraviolets et aux rayons X mous qui possèdent une énergie suffisante pour rompre des chaînes moléculaires organiques : à titre d'exemple : à un photon de longueur d'onde de 3 000 Å correspond une énergie de 4 eV/molécule soit 10^5 calorie/molécule, énergie libre associée à un grand nombre de réactions en chimie organique.

Cet effet peut avoir des conséquences sensibles sur les peintures utilisées pour le contrôle thermique comme le montre le vieillissement mis en évidence sur le satellite FR-1.

Grâce aux températures relevées en vol, on a pu mettre en évidence sur des orbites ayant le même temps d'ombre, pour un même aspect du satellite par rapport au soleil et à des dates différentes, le vieillissement de la peinture blanche (résine silicone et pigment oxyde de titane). La figure 3 montre la surface extérieure de FR-1. On peut voir que, grâce aux expériences de vieillissement faites en laboratoire, le minimum de peinture blanche avait été employé.

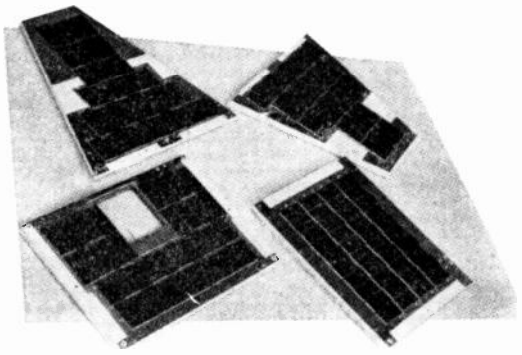


Fig. 3. — Plaques rectangulaires, trapézoïdales et rectangulaires trouées du générateur solaire.

La figure 4 montre l'évolution de l'absorptance solaire avec le temps.

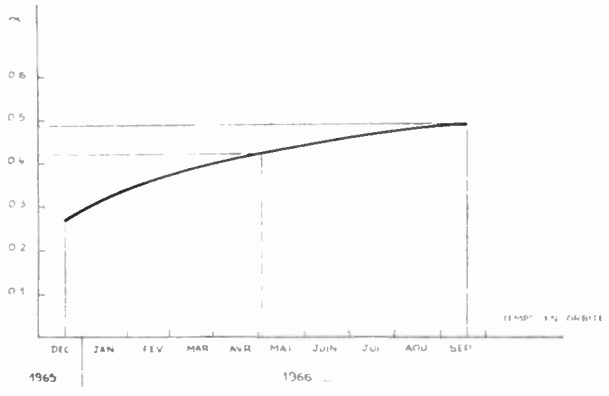


Fig. 4.

1.4.2. *Fluctuations de la température.*

La figure 5 montre l'évolution des températures sur une orbite à maximum d'ombre pour différents emplacements du satellite FR-1.

La figure 6 montre les résultats des mesures du même genre sur le satellite Diapason.

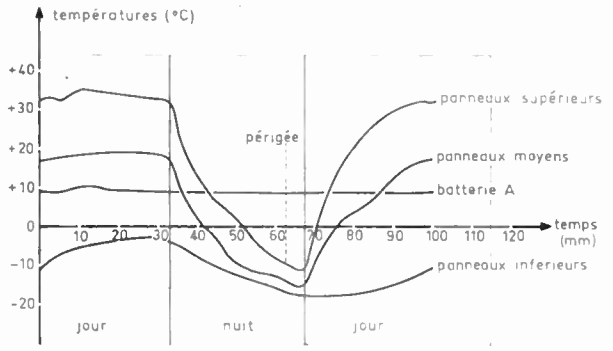


FIG. 5. — Températures en vol satellite FR 1.

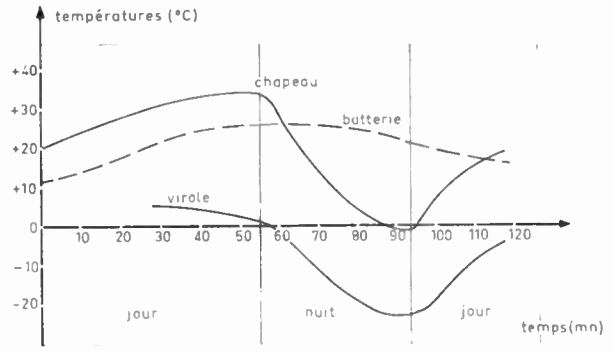


FIG. 6. — Températures en vol satellite D1 A.

2. Les particules élémentaires

Suivant l'éloignement de son orbite, un satellite peut rencontrer différents types de radiations provenant de trois sources possibles :

2.1. Le plasma interplanétaire rayonné par le soleil

Le vent solaire est principalement constitué de protons dont les énergies sont de l'ordre de quelques keV. Leurs flux sont entre 10^7 et 2.10^9 p/cm².s.

L'énergie des électrons de ce plasma est négligeable (quelques eV). La figure 7 montre qu'un satellite peut être soumis directement à ce flux dans le cas d'une orbite très éloignée de la terre, supérieure à 6 000 km.

2.2. Le rayonnement galactique et les éruptions solaires

Ces deux types de rayonnements consistent en particules très énergétiques avec des flux instantanés importants dans le cas des éruptions solaires mais les doses intégrées sur six mois ou un an sont trop faibles pour être nuisibles aux équipements embarqués.

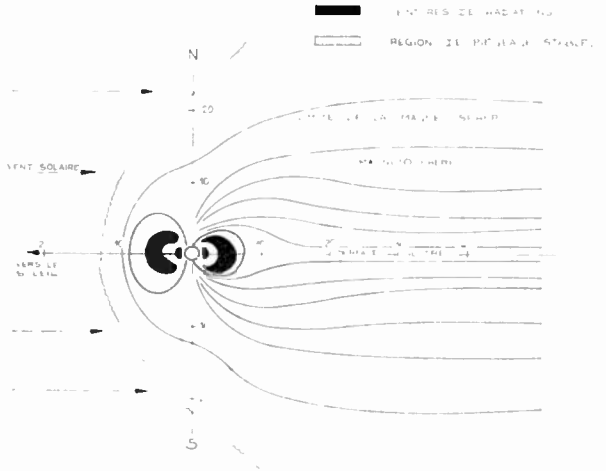


FIG. 7. — Carte du champ magnétique dans le méridien midi-minuit.

2.3. Les ceintures de radiations

Du côté éclairé, jusqu'à environ 10 rayons terrestres et du côté antisolaire, jusqu'à 8 rayons terrestres, le champ géomagnétique contrôle le mouvement des particules et les confine d'une manière relativement stable dans la zone interne (jusqu'à 3 rayons terrestres) et d'une manière moins stable dans la zone externe (fig. 7).

La zone externe est peuplée d'électrons et de protons d'énergies bien supérieures au MeV. Les flux peuvent varier brutalement avec le temps, en particulier pour les électrons qui suivent l'activité magnétique. Des effets significatifs peuvent donc être observés entre 3 et 10 rayons terrestres pour des missions de longue durée.

La zone interne est peuplée de protons d'énergie de plusieurs MeV avec des flux pouvant atteindre 10^9 p/cm².s., et d'électrons d'énergie supérieure à 0,2 MeV avec des flux pouvant atteindre 10^9 p/cm².s.

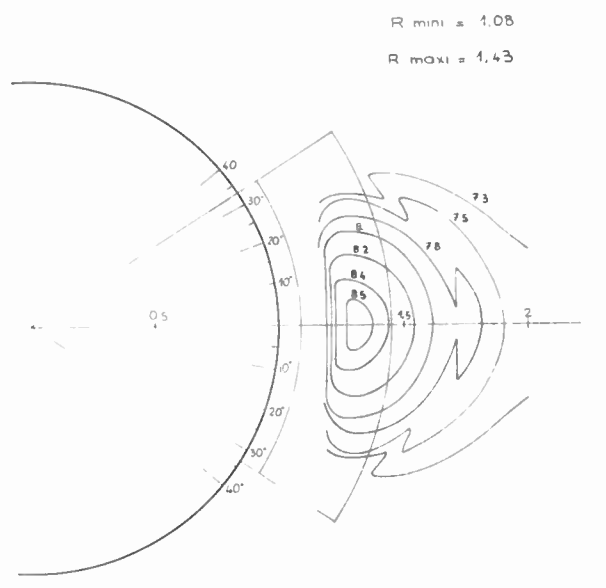


FIG. 8. — Zone balayée par D1 A projetée sur les contours d'intensité constante en électrons > 0,5 MeV.

Ces radiations ont des effets particulièrement nuisibles sur les cellules photovoltaïques des générateurs solaires. La figure 8 montre la zone balayée par le satellite DIAPASON sur une cartographie des flux d'électrons d'énergie supérieure à 0.5 MeV.

2.4. EFFETS DES RADIATIONS SUR LES CELLULES SOLAIRES

La figure 9 montre comment la plaquette expérimentale est fixée sur le corps du satellite. Cette plaquette comporte trois groupes de cellules au silicium de type n/p de résistivité 10 Ω · cm. Le premier groupe a été préalablement bombardé au sol avec une dose de 10^{16} électrons de 1 MeV par cm². Cette dose est environ vingt fois plus importante que celle qui correspond à trois mois d'orbite, de cette façon, ses performances ont été très peu affectées par les irradiations en orbite, elles ont donc servi de référence.

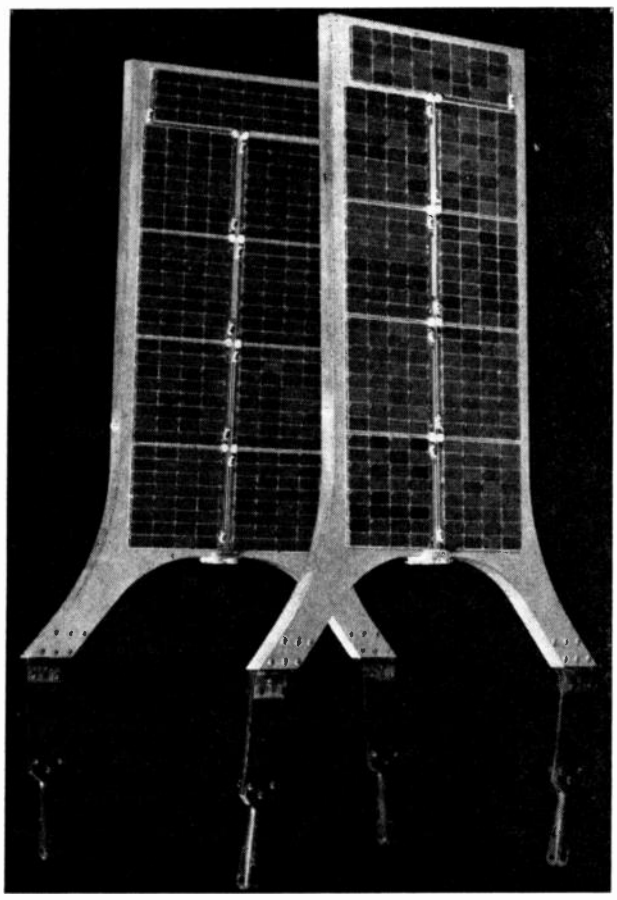


FIG. 9. — Panneau de cellules solaires pour alimentation de satellite D 1.

Les deux autres groupes de cellules n'ont subi aucune irradiation préalable. L'un est formé de cellules nues, dans l'autre les cellules sont protégées par des filtres (Corning Glass) de 150 μ d'épaisseur, la face supérieure comportant une couche antireflet, la face inférieure comportant un filtre interférentiel multicouches pour rejeter les rayons ultraviolets.

Rappelons très rapidement que, lors de l'irradiation d'une cellule photovoltaïque, l'effet de décroissance de la longueur de diffusion l'emporte rapidement, pour un éclairement donnée, sur l'effet de création d'un courant d'ionisation. Le courant total délivré par la cellule, au fur et à mesure que la dose de particules reçues augmente, décroît donc selon une loi quasi-logarithmique.

La figure 10 montre qu'entre le 17 février 1966 et le début du mois d'avril de la même année, les courants de court-circuit des cellules avec et sans fenêtres, ont diminué respectivement de 10 % et de 15 %. Les irradiations effectuées en laboratoire ont

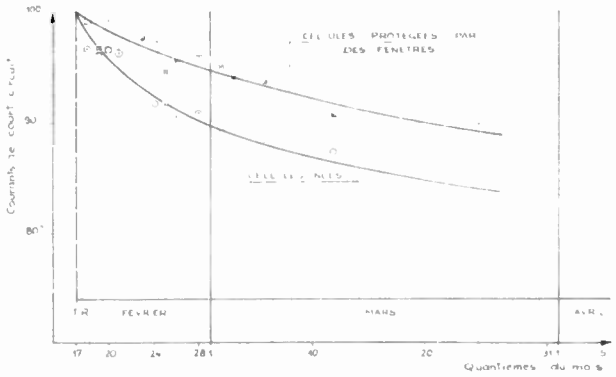


FIG. 10. — Dégradation relative des courants de court-circuit des cellules.

permis de montrer qu'une dose de 10^{14} électrons de 1 MeV/cm² provoquait une diminution de 10 % du courant de court-circuit. La dégradation observée montre que les cellules ont été irradiées en vol avec une dose équivalente à 5.10^{12} électrons de 1 MeV/cm² - jour.

La figure 11 montre enfin la décroissance logarithmique du courant de court-circuit des cellules nues.

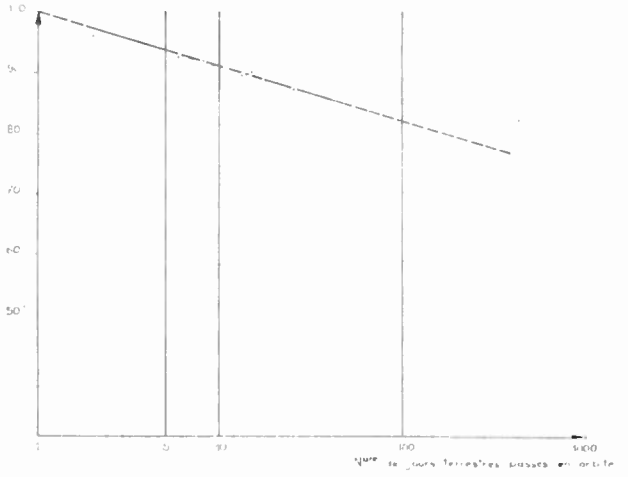


FIG. 11. — Décroissance logarithmique du courant de court-circuit des cellules nues.

3. Météorides

3.1. Description de l'environnement

Ces particules appelées aussi Météorides peuvent grossièrement se diviser en fonction de leur taille, en trois catégories :

Les *météorites*, les *météores* et les *micrométéorites* ou poussières. Moins de 10 % de l'ensemble de ces particules est d'origine astéroïdale, le reste c'est-à-dire plus de 90 % est d'origine cométaire.

- Les premiers, d'origine astéroïdales, sont composés généralement d'un mélange de fer, de nickel et de pierre.

- Les seconds, d'origine cométaire, sont généralement constitués d'éléments minéraux sous forme très poreuse et de densité très faible. La vitesse orbitale de la terre étant de 30 km/s et la vitesse parabolique par rapport au soleil étant de 42 km/s, les vitesses relatives des météorides doivent s'échelonner entre 12 km/s et 72 km/s.

Les densités des météorides peuvent varier entre 2 g/cm^3 et 8 g/cm^3 pour ceux qui sont d'origine astéroïdales et entre 0,01 g/cm^3 et 0,30 g/cm^3 pour ceux qui sont d'origine cométaire.

La figure 12 montre un diagramme polaire dans le plan de l'orbite de la terre indiquant le flux observé de météorides, moyenné sur un an. La courbe en trait plein est relative à un observateur terrestre et la courbe en pointillé est relative à un observateur lié au soleil.

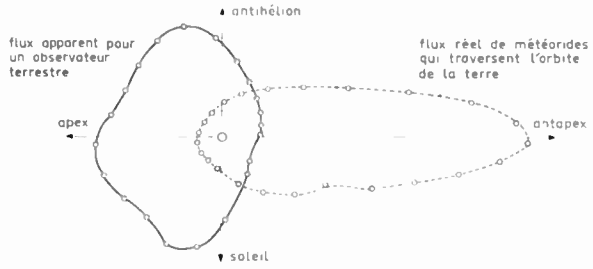


Fig. 12. — Répartition directionnelle des flux de météorides.

La figure 13 montre la fréquence relative des météorides en fonction de l'angle de leurs trajectoires avec le plan de l'écliptique. On peut voir que 90 % des particules arrivent sous un angle avec ce plan de l'écliptique, inférieur à 40°.

Enfin la figure 14 montre, d'après Hawkins, la répartition du flux en fonction de la masse. La zone en gris donne le domaine d'énergie possible en fonction de la masse.

3.2 Effets des météorides

Nous mentionnons, pour mémoire, les effets de perforation et de destruction particulièrement dangereux dans le cas des vols habités qui, bien que peu probables, font l'objet de nombreuses études tant aux Etats-Unis qu'en URSS.

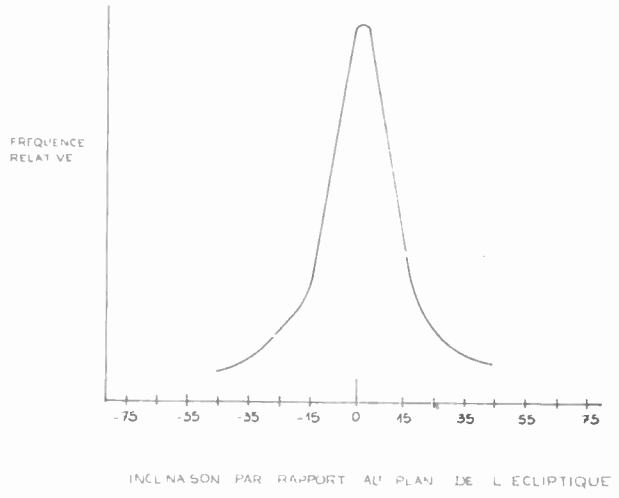


Fig. 13. — Distribution du flux de météorides au voisinage du plan de l'écliptique à la distance Terre-Soleil.

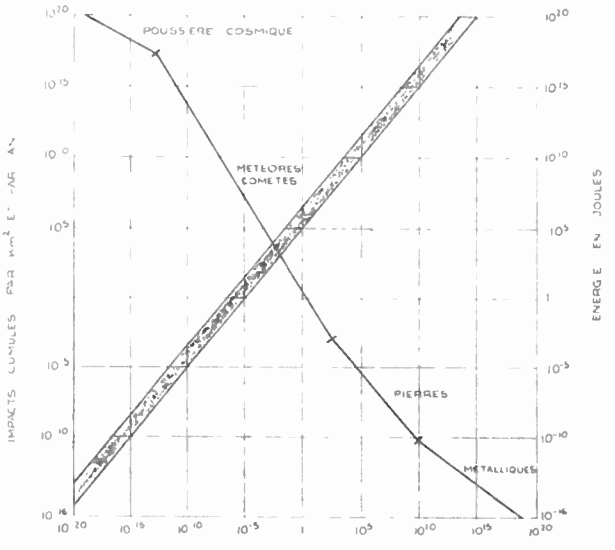


Fig. 14. — Flux d'objets extraterrestres (d'après Hawkins, 1964).

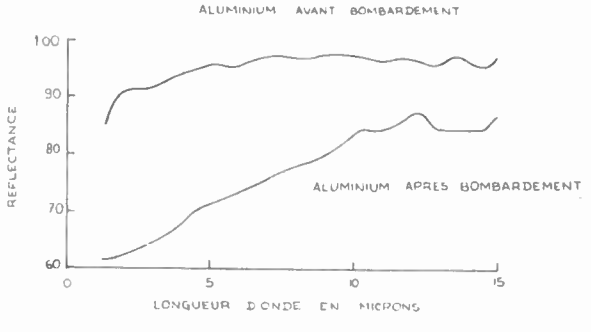


Fig. 15. — Réflectance spectrale en fonction de la longueur d'onde avant et après bombardement par des billes de carborundum à des vitesses de 2,5 km/s.

Les effets d'érosion, par contre, méritent une illustration. La figure 15 montre comment la réflectance spectrale d'un échantillon en aluminium poli peut varier après avoir été exposé à un bombarde-

ment de particules en carborundum de 0,27 mg, à des vitesses de 2,5 km/s. Cette vitesse est petite par rapport aux vitesses réellement rencontrées en vol, mais l'énergie cinétique de ces particules qui est de 1,7. 10^3 joules correspond environ à une masse de 10^{-2} gramme, tel qu'on peut le constater sur la figure 14.

BIBLIOGRAPHIE

RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE

The Solar Constant. F. JOHNSON, *Jour. of Meteorology*, Vol. II n° 6, 1954.

Radiation from planet Earth. I.L. GOLDBERG, USASRDL Techn. Rep. 2231.

Planet Earth as seen from Space. S. FRITZ and H. WEXLER. *The University of Chicago Press*, 1961.

The electromagnetic radiation environment of satellite. S. KATZOFF. NASA TN D 1360, 1962.

Dépouillement des températures relevées en vol sur FR-1. Rapport interne CNES 1966. J.P. DELPONT.

Projet Thermique de D1-A. Rapport interne CNES, 1967. C. ELBAZ.

PARTICULES PIÉGÉES

Radiations trapped in the Earth's magnetic field. Edité par Billy M. McCornac. Riedel Publishing Co. 1966.

Model of the trapped radiations Environment. Vette Lucero et White. Vol. I et II. NASA SP 3024. fev. 1966.

Introduction to Space Science, édité par Wilmot N. Hess. Gordon and Breach.

Dynamics of the geomagnetic Trap I and II. V.D. PLETNEV, G.A. SKURIDIN, and L.S. CHESALIN. *Kosmicheskie Issledovaniya*, vol. 3 n° 3. 1965.

Premiers résultats sur le comportement des cellules solaires de Diapason, par B. SAINT-JEAN, *Sciences et Industries Spatiales* n° 5-6 1966.

MÉTÉORIDES

La poussière cosmique. A. DAUVILLIER, Masson et Compagnie.

Environmental problems of space flight structures. Meteorides hazard. JOHN R. DAVIDSON. NASA TN D 1943

A survey of data on microscopic extraterrestrial particles. RICHARD A. SCHMIDT. NASA TN 2719.

The meteorid environment and its effects on materials and equipment COSBY and LYLE. NASA SP 78.

Alteration of surface optical properties by high speed micron size particles Michael J. MIRTICH and Herman MARK. NASA LEWIS TP 8-63.

LE BRUIT RADIOÉLECTRIQUE DANS L'ESPACE

PAR

J.-L. STEINBERG

Observatoire de Meudon

1. Introduction

Dans l'Espace, comme sur la Terre, c'est le niveau de bruit ambiant qui limite la capacité et la portée des communications radioélectriques. Nous considérons ici tous les signaux parasites comme des bruits, c'est-à-dire que nous supposerons qu'ils possèdent un spectre quasi-continu. Cette manière de voir les choses, bien qu'incorrecte en toute rigueur, est justifiée par le fait que les sources de parasites radioélectriques, d'origine terrestre par exemple sont si nombreuses que la loi des grands nombres peut leur être appliquée.

Le C.C.I.R. dans ses différentes publications utilise même la notion « facteur de bruit », elle-même liée à la notion « température de bruit », pour chiffrer le niveau des signaux parasites sur différentes fréquences. RAWER [1] utilise aussi, pour la Terre vue de l'Espace, la notion température de couleur.

Pour un équipement de réception placé à bord d'un satellite, deux sortes de parasites peuvent être importants :

1° Ceux qui sont reçus dans la bande de travail. Pour chaque cas, une étude peut être entreprise qui sera limitée à une faible portion du spectre radioélectrique. Pour les fréquences de l'ordre de quelques MHz, l'ionosphère terrestre se comporte comme un blindage assez efficace contre les émissions terrestres : toutes les ondes de fréquences inférieures à f_0F_2, la fréquence critique maximale, sont, en principe, réfléchies vers la Terre. La physique de l'ionosphère est assez bien connue aujourd'hui pour que des prévisions puissent être faites. Dès que la fréquence de travail est nettement plus faible que f_0F_2 (qui dépend des coordonnées géographiques, de la position et de l'activité du Soleil), les seuls bruits reçus le seront de l'espace cosmique.

2° Ceux qui sont produits par les non-linéarités résiduelles des récepteurs. Quand un récepteur reçoit deux signaux de fréquences f_1 et f_2 avec des amplitudes V_1 et V_2, des termes de fréquence $nf_1 + mf_2$ (où n et m sont des entiers positifs ou négatifs) sont produits par des termes d'ordre supérieur à 1 dans la réponse du système. On peut montrer que, dans des conditions très générales, les termes de fréquences $nf_1 + mf_2$ sont proportionnels à $V_1^n\ V_2^m$ — soit v_{nm} un tel terme. La réjection d'intermodulation peut être définie comme $\frac{V_{nm}}{v_{nm}}$ où V_{nm} est la valeur que l'on doit donner à V_1 et à V_2 pour obtenir un terme de fréquence $nf_1 + mf_2$, d'amplitude v_{nm}. Les fréquences de la forme $nf_1 + mf_2$ doivent tomber dans une bande déterminée pour perturber le récepteur. Cette bande passante n'est pas forcément la bande utile de l'appareil, celle dans laquelle il doit fonctionner. Elle peut être nettement plus large si les non-linéarités en cause se situent en aval des circuits de présélection.

Les récepteurs modernes présentent des réjections d'intermodulation de 80 à 90 dB dans la gamme HF (100 kHz - 10 MHz) s'ils ont été spécialement étudiés de ce point de vue. Avec de telles valeurs, il faut que V_1 et V_2 soient très élevés pour produire des v_{nm} notables. Mais on doit malheureusement tenir compte du fait que les fréquences $nf_1 + mf_2$ peuvent être obtenues d'un grand nombre de manières différentes à partir de divers couples (f_1, f_2). Le terme v_{nm} diminue très rapidement pour de grandes valeurs de n et m quand V_1 et V_2 diminuent. Mais le nombre de couples V_1, V_2 peut augmenter aussi très rapidement si on considère des émetteurs de plus en plus éloignés.

2. Signaux d'origine terrestre

On peut les ranger en deux catégories :

1° Les émetteurs de télécommunications,

2° Les atmosphériques et parasites industriels.

Les premiers sont généralement dotés d'antennes directives surtout s'ils sont destinés à des liaisons lointaines, donc mettant en œuvre de grandes puissances. Les seconds ne présentent que peu de directivité mais ont un spectre plus continu. C'est ce qui nous permet de les ranger dans une même catégorie, bien que les atmosphériques aient une origine naturelle alors que les parasites industriels sont un produit de l'activité humaine.

2.1. Les émetteurs de télécommunications

Sur les fréquences élevées, ces installations comportent des antennes directives dans le plan vertical (télévision, modulation de fréquence) et/ou dans le plan horizontal (faisceaux hertziens). Bien que l'ionosphère n'affecte que très peu ces ondes, la directivité des aériens est telle que les signaux émis perturberont peu les récepteurs satellisés. Il en est de même pour les émetteurs de télécommunication par réflexion sur l'ionosphère dont les diagrammes de réception sont centrés sur des axes de faible hauteur, justement pour permettre la réflexion des ondes sur les couches ionisées. Dans ce domaine de fréquences, il est clair que mieux la liaison a été étudiée, moins elle risquera de perturber les équipements satellisés. Seuls les lobes secondaires des antennes d'émission risquent d'être quelquefois gênants, car leur angle d'incidence sur l'ionosphère est trop faible pour qu'il y ait réflexion dans leur direction. Il ne faut toutefois pas oublier que l'ionosphère n'est pas un miroir métallique et présente des irrégularités de densité, d'épaisseur, en particulier dans les zones polaire et tropicale.

2.2. Les atmosphériques et les parasites industriels

Ces parasites sont émis par un grand nombre de sources réparties dans certaines régions particulières : zones orageuses ou zones à forte industrialisation. Il y a actuellement peu de données sûres sur l'intensité totale émise vers l'extérieur de la Terre, car toutes, ou presque toutes les mesures ont été faites au sol, dans le guide d'onde formé par la Terre et l'ionosphère. On ne peut que très difficilement en déduire les niveaux à craindre à 1 000 km d'altitude par exemple.

Le passage des parasites à travers l'ionosphère se produit dès que la fréquence dépasse f_0F_2, ce qui confirme que la plus grande partie du rayonnement traverse les couches sous une incidence faible. Ce sont les satellites Alouette I et II qui ont fourni le plus d'informations sur ces problèmes. Au-dessus des zones industrialisées, les récepteurs de ces satellites sont fréquemment saturés sur les fréquences supérieures à f_0F_2. Ceci suppose des signaux 40 à 50 dB au dessus du bruit cosmique aux environs de 6 MHz. Mais la question est très loin d'être épuisée, d'autant plus que les données d'Alouette I et II ne semblent pas avoir été analysées de façon systématique à ce point de vue. Le troisième satellite anglo-américain UK III emporte d'ailleurs un équipement de mesure du niveau de bruit d'origine terrestre.

Quelques mesures ont aussi été publiées par R. Huguenin [2] sur 4 et 7 MHz. Ces données ont été obtenues avec des équipements de radioastronomie placés à bord de satellites qui n'ont pas atteint l'altitude prévue et qui circulaient sur une orbite plus basse que le maximum d'ionisation de l'ionosphère. Les températures mesurées sont voisines de 10^5 °K dans la partie de l'orbite éclairée par le soleil et atteignent 10^{10} °K dans la partie non éclairée. L'absorption ionosphérique semble donc jouer un rôle comme on pouvait s'y attendre. Les chiffres ci-dessus ne sont pas, de nuit, trop éloignés de ceux prévus par Rawer [1] : 80 dB au dessus de 300 °K à 3 MHz pour les zones à activité orageuse maximale. Le spectre prévu par cet auteur est tel que l'intensité en décibels baisse de moitié entre 3 et 30 MHz.

3. Signaux d'origine extraterrestre

Ces signaux ont été observés au sol depuis plus de 20 ans. Leur étude constitue une branche de l'Astronomie : la Radioastronomie. Elle nous renseigne sur la structure de l'Univers, de notre Galaxie et nous montre le Soleil et le système solaire sous des aspects entièrement nouveaux.

Les mesures faites au sol ont fourni des cartes très détaillées du Ciel jusqu'à des fréquences aussi faibles

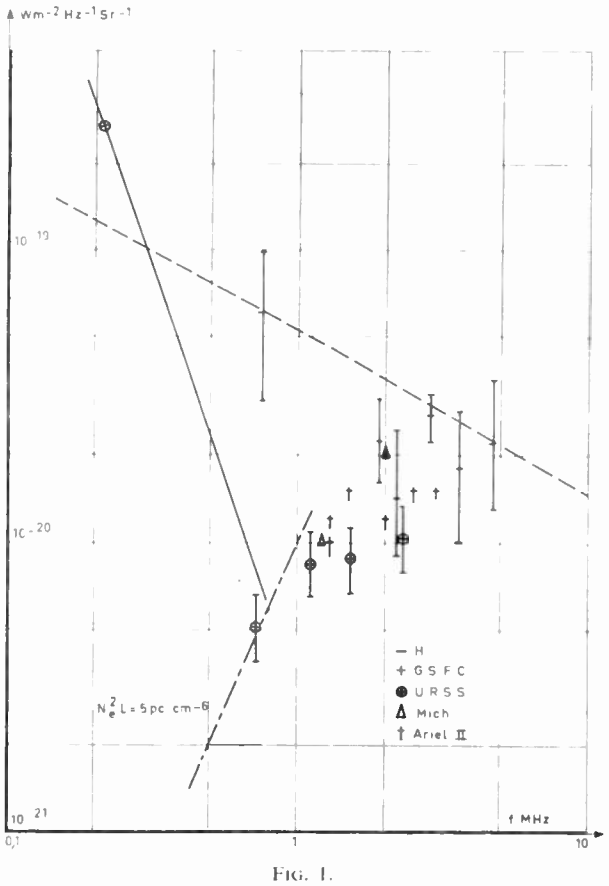


Fig. 1.

que 10 MHz en mettant en œuvre des aériens de plusieurs kilomètres de longueur.

Au dessous de 10 MHz, l'ionosphère commence à perturber les mesures par réfraction, diffraction et absorption du rayonnement reçu. Quelques observations ont pu être faites sporadiquement à des fréquences aussi faibles que 1,6 MHz en Tasmanie où la densité électronique maximale de l'ionosphère a pu atteindre des valeurs assez faibles. Mais en pratique, au dessous de 5 MHz, il faut opérer à partir de fusées ou de satellites.

D'assez nombreuses mesures ont été faites entre 5 et 1 MHz ; aucune n'a fourni de directivité appréciable. On dispose donc de mesures de brillance intégrée sur la voute céleste, exprimées en watts $Hz^{-1}\ m^{-2}\ sr^{-1}$. Ces valeurs peuvent être converties en température de brillance au moyen de la relation de Rayleigh :

$$B = 2\frac{kT}{\lambda^2}.$$

Entre 1 et 4 MHz, la température de brillance est variable et voisine de 10^7 °K. La brillance commence à diminuer vers 2 MHz quand la fréquence diminue. Ce phénomène semble dû à une absorption du rayonnement extragalactique par l'hydrogène ionisé contenu dans notre propre galaxie. Il se continue jusque vers 700 kHz. Les mesures sur 700 kHz sont malheureusement très peu nombreuses. L'une a été obtenue par les Américains au moyen d'une fusée qui a atteint 11 000 km d'altitude et fournit des valeurs inexplicablement élevées. Les autres ont été faites à bord des satellites soviétiques Electron II et IV [3]. Il faut noter que de telles mesures ne peuvent être obtenues sans corrections hasardeuses qu'à une altitude supérieure à 30 000 ou 40 000 km, où la densité électronique de l'ionosphère est assez faible pour ne pas perturber les aériens.

D'autres observations ont été faites plus récemment au moyen de plusieurs sondes spatiales soviétiques (Zond II et III, Venusik II) sur 200 kHz et 20 kHz [4]. Contrairement à toute attente, la brillance observée croît très rapidement quand la fréquence diminue. On obtient $2\ 10^{-19}$ W $Hz^{-1}\ m^{-2}\ sr^{-1}$ à 210 kHz et plus encore à 30 kHz. Le premier chiffre correspond à une température supérieure à 10^{14} °K.

Cette remontée de la brillance est encore inexpliquée. La première interprétation supposait une émission de la Planète Jupiter et les différents aspects de l'expérience pouvaient être expliqués de façon satisfaisante. D'autres observations plus récentes faites, encore par les Soviétiques, au moyen d'orbiteurs lunaires semblent pourtant l'infirmer.

Ces recherches sont difficiles parce que le milieu ambiant est mal connu et nous ignorons souvent comment les systèmes de réception, en particulier les aériens, se comportent, par exemple dans le vent solaire. Du bruit est-il induit par un effet analogue au bruit dit de « temps de transit » dans les tubes ? Et plus prosaïquement, le véhicule spatial avec tous ses dispositifs annexes, tels que convertisseurs, équipements numériques, n'est-il pas très bruyant lui-même ? L'intégration du satellite au sol est-elle valable dans l'espace cosmique ? Pour répondre à toutes ces interrogations, d'autres expériences sont nécessaires.

4. Conclusion

La gamme des fréquences comprises entre 10 MHz et 30 kHz paraît extrêmement bruyante dans l'espace circumterrestre. Aux sources dont nous avons parlé s'ajoutent d'ailleurs des phénomènes locaux, encore mal compris, quand des particules rapides pénètrent le plasma ionosphérique [3]. Mais si l'emploi de ces fréquences paraît peu prometteur pour les communications spatiales de véhicule à véhicule, par exemple, leur étude constitue un immense champ d'expérience scientifique dont on peut attendre beaucoup de résultats dans les années à venir.

BIBLIOGRAPHIE

[1] RAWER K. — Communication à l'AGARD, Rome 1965.

[2] HUGUENIN R. — Harvard College Observatory, Publication of the Space Radio Project. HSR P. 104.

[3] BENEDIKTOV Y.E. et *al.* — Isledov. Kosmicheskogo Prostranstva (Moscou 10-16/6/1965) 581 en russe.

[4] SLYSH V.I. — Kosm. Isled. 4, 1966.

CONNAISSANCES ACTUELLES SUR LE FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL

PAR

P. GRAFF, P. MEYER
Département RSR, CNET

A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. de PAZZIS
Service de Radioastronomie Spatiale,
Observatoire de Meudon

Introduction

Dans les conditions des expériences spatiales habituelles, les antennes sont montées sur des satellites ou des fusées se déplaçant soit dans l'ionosphère, soit dans l'espace interplanétaire. Le milieu dans les deux régions est constitué d'un gaz fortement ionisé, ou plasma. Ce gaz est caractérisé par un comportement collectif lié à l'existence de forces d'interaction à longue portée entre les particules du gaz. Il est, d'autre part, soumis à un champ magnétique B, celui de la terre dans le cas de l'ionosphère, ou celui emporté par le vent solaire dans le cas de l'espace interplanétaire.

Suivant les régions ou suivant les domaines de fréquences, on peut considérer que ce plasma est :

a) isotrope et froid (c'est-à-dire que l'influence du champ magnétique B et de la température T des particules sont négligeables)

b) isotrope et chaud $B = 0,\ T \neq 0$

c) magnétoactif et froid $B \neq 0,\ T = 0$

d) magnétoactif et chaud $B \neq 0,\ T \neq 0$

Dans chacun des cas, le comportement électromagnétique du plasma est représenté par un tenseur de conductivité différent qui possède, en général, une partie réelle représentant les pertes dans le milieu.

Pour interpréter les résultats des mesures faites avec une antenne à bord de fusées ou de satellites, il importe donc de connaître le comportement de cette antenne dans le milieu, c'est-à-dire, plus précisément, son impédance pour chacun des modes électromagnétiques qui peuvent se propager dans le plasma, son bruit propre lorsqu'elle est plongée dans ce milieu et son diagramme de rayonnement. Toutes ces propriétés vont évidemment dépendre de la vitesse V avec laquelle le porteur se déplace à travers le plasma. Notons qu'en général V est compris entre la vitesse thermique des ions et celle des électrons, ce qui permet de faire les hypothèses simplificatrices suivantes :

1) les ions sont considérés comme immobiles

2) le satellite est immobile par rapport aux électrons.

Les propriétés d'une antenne dans le vide sont assez bien connues. Dans ce rapport, on passera en revue les principaux effets liés à la présence du plasma.

Un excellent exposé de synthèse a été récemment publié (BACHYNSKI 1966) (1) auquel on pourra se référer pour une bibliographie détaillée ; seules les références qui ne s'y trouvent pas seront citées, les autres étant indiquées par leur numéro dans ce rapport.

On considérera successivement les effets de gaine, les effets diélectriques, les singularités de l'équation de dispersion et le bruit propre de l'antenne dans un plasma.

1. Les effets de gaine

Le premier effet du plasma environnant est de créer autour de l'antenne une région fortement inhomogène.

(1) BACHYNSKI MP. RCA Victor Research Report n° 7801/50 1966.

En effet, comme la mobilité des électrons est beaucoup plus grande que celle des ions, l'ensemble antenne-satellite, s'il était à un potentiel nul par rapport au plasma, recueillerait plus d'électrons que d'ions. Pour qu'il y ait équilibre électrique, c'est-à-dire pour que le courant collecté soit nul, il faut donc que le satellite soit porté à un potentiel négatif, appelé potentiel flottant. Celui-ci repousse les électrons et crée autour du satellite et de l'antenne une région comprenant essentiellement des charges positives, région qui est appelée gaine.

L'existence de cette région, fortement inhomogène, soulève deux séries de questions :

1) quelle est la structure de cette gaine ?

2) quelle est son influence sur les propriétés de l'antenne ?

Il est supposé que les électrons sont « maxwelliens » (c.à.d. $n_e(\vec{\Gamma}) = n_0 e^{e\Phi/kT}$; T température du plasma), que les ions ont une charge égale, au signe près, à celle des électrons et que la surface du corps conducteur est une équipotentielle et a un potentiel Φ_0 par rapport au milieu.

Lorsque le corps conducteur est en mouvement par rapport au plasma, le problème se complique car le mouvement crée une asymétrie dans la forme de la gaine.

Dans le cas où les dimensions du corps (antenne) sont de l'ordre de la longueur de Debye, ce qui est le cas le plus général, mentionnons les calculs de J.C. Taylor (1967). Le résultat important est que les ions sont focalisés à l'arrière du corps, dès que le potentiel pris par le corps devient trop important.

Lorsqu'il existe un champ magnétique, le problème se complique encore, l'antenne, au cours de son déplacement, coupe les lignes de forces du champ magnétique, et il s'y développe un potentiel électrostatique donné, dans le cas d'une antenne cylindrique, par la loi de Laplace :

$$(V \times B) \cdot L$$

(V : vecteur vitesse du porteur, B : champ magnétique, L : vecteur porté par l'antenne, et de longueur égale à la plus grande longueur de l'antenne).

L'effet de ce terme $V \times B$ est de déformer la gaine et de la rendre approximativement conique. Si l'antenne est assez longue, l'une de ses extrêmités se met au potentiel 0 par rapport au plasma et collecte tous les électrons qui l'atteignent, tandis que l'autre extrémité se met au potentiel (BVL) et est entourée d'une gaine très importante. Il n'existe pas d'étude théorique rigoureuse sur la structure de la gaine, compte tenu de l'effet du champ magnétique. Par contre, un certain nombre d'expériences de simulation sont conduites en laboratoire (Shkarofski, 1965 ; Osborne-Kasha, 1967).

1.2. Influence de la gaine

Quant à l'étude théorique de l'influence de la gaine sur le comportement de l'antenne, nous ne mentionnerons que les travaux les plus récents sur la question (Buckley, 1966 ; Larson 1966 ; Seshadri-Chen 1966).

Le problème se pose de la manière suivante : si l'on soumet la gaine à un potentiel alternatif (par exemple excitant l'antenne), comment répond-elle et comment va être modifiée la structure du champ électromagnétique rayonné par l'antenne.

Il existe deux types de méthodes pour étudier ces problèmes :

a) l'un, assez phénoménologique, consiste à représenter la gaine par une couche vide entourant l'antenne, le plasma étant considéré, à l'extérieur, comme homogène. Les champs à l'intérieur de la gaine sont alors reliés aux champs à l'extérieur par des conditions de continuité, analogues à celles que l'on écrit habituellement pour la surface de séparation entre deux diélectriques (cf. par exemple Pavkovitch 1966).

b) l'autre, plus rigoureux, consiste à étudier le mouvement exact des électrons dans le potentiel créé par l'antenne. Ce potentiel Φ se décompose en fait en deux parties : la première Φ_0 est celle existant en l'absence de tout potentiel sinusoïdal (c'est-à-dire le potentiel flottant de l'antenne) ; la deuxième, $\delta\Phi$ est liée précisément à ce potentiel sinusoïdal. Lorsque ce dernier est petit par rapport au potentiel flottant, le problème peut être décrit par une équation de Vlassov linéarisée pour la perturbation δf de la fonction de distribution des électrons (cf. Buckley, 1966).

Pour Φ_0, on prend évidemment la solution du système (1) ou bien une répartition du potentiel plus simple, mais toutefois assez voisine.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de tenir compte des modifications de la collecte des électrons due au potentiel alternatif.

On peut alors montrer que le modèle de gaine vide n'est valable que si la fréquence de collision n'est pas trop faible (Buckley 1966). L'un des effets les plus caractéristiques est que la présence de la gaine diminue fortement le couplage antenne-ondes de plasma ; (En effet, ainsi que nous le verrons ultérieurement, pour une antenne rayonnant dans un plasma homogène chaud, une partie importante de l'énergie rayonnée l'est sous forme d'ondes de plasma). Cela semble d'ailleurs confirmé par l'expérience (cf. Harp, 1966).

Un autre effet, d'ailleurs lié au précédent, est la disparition de toute résonance à la fréquence de plasma (Buckley 1966).

2. Effets diélectriques

Le plasma est ici considéré comme un diélectrique plus ou moins complexe et le problème fondamental est la détermination de la distribution du courant excité à la surface de l'antenne (généralement un cylindre). Rappelons que, dans le vide, on peut utiliser les méthodes suivantes : (cf. Roubine 1949 ; King 1956).

1° *Méthode F.E.M.* La plus simple est celle dite de la force électromotrice ; le courant est supposé *a priori* avoir une forme telle que :

$$I(z) = A \sin K_0(|Z| - h) \text{ avec } K_0 = 2\pi f/c$$

(f étant la fréquence).

La constante A est déterminée en calculant l'impédance par le travail de la force diélectrique $E_z(z)$ le long de l'antenne.

Les autres méthodes utilisent le fait que $I(z)$ satisfait à une certaine équation intégrale de la forme :

$$f(z) = \iint_{\text{cylindre}} I(z')\,K(z-z')\,dz'$$

où $f(z)$ est l'excitation et $K(z-z')$ un certain noyau singulier. On peut distinguer trois types de solution.

2° *Méthode itérative.* En utilisant la singularité de K, on trouve une première approximation de $I(z)$, servant de point de départ à l'itération.

3° *Méthode des moments* (DUNCAN, 1960). L'équation est réduite à une équation matricielle équivalente. Le nombre d'inconnues est alors élevé et il est nécessaire d'utiliser un ordinateur.

4° *Transformation de Fourier* (MORSE et FESHBACH, 1953). Si le cylindre peut être supposé infini, la méthode conduit à une simple convolution. Pour une antenne semi-infinie, on peut encore résoudre l'équation grâce à la technique de WIENER-HOPF. Pour un cylindre de longueur finie, une extension de cette technique permet une résolution approximative.

La possibilité d'étendre ces diverses méthodes pour une antenne dans un plasma dépend du type de plasma.

1° Dans le cas d'un *plasma isotrope froid*, l'extension est aisée.

2° Dans le cas d'un *plasma isotrope chaud*, la dispersion spatiale complique le problème.

La troisième méthode a été utilisée par SESHADRI(167) pour un cylindre infini. Il a obtenu plusieurs modes de propagation. COOK et EDGAR(175) par contre ne retiennent qu'un seul mode, ce qui leur permet d'utiliser la 1re méthode pour calculer la résistance de rayonnement. GALEJS(170) insiste sur la présence de deux modes, et exprime le courant sous la forme

$$A \sin K_A(h-|Z|) + B \sin K_B(h-|Z|).$$

Il calcule l'impédance moyennant quelques hypothèses physiques plausibles.

En fait, il semble que l'excitation des différents modes dépende des conditions du contact antenne-plasma. Il faut noter également que toutes les études citées ont été faites dans le cadre de l'approximation hydrodynamique et non à partir de l'équation de VLASSOV.

3° Dans le cas d'un *plasma magnétoactif froid*, la difficulté est due à l'anisotropie du milieu. En particulier, on ne sait pas écrire le noyau $K(z-z')$ de l'équation intégrale ci-dessus, sauf dans le cas d'un plasma uniaxial qui a été étudié par HURD(171) au moyen de l'extension de la technique de WIENER-HOPF. On est conduit malheureusement à des calculs extrêmement compliqués et un grand nombre de restrictions sont nécessaires. Un perfectionnement de cette solution paraît cependant possible. Un autre cas d'exception est celui d'une antenne alignée sur le champ magnétique. GRAFF (1967) a étudié le cas d'une antenne infinie sans effectuer la séparation entre modes interne et externe. AOKI(174) a étudié le cas d'un cylindre fini, par la même méthode que HURD, dans le cas quasidiagonal et non résonnant. Le cas d'une inclinaison quelconque a été exploré par AMENT(165), grâce à une technique variationnelle. Tous ces calculs particuliers donnent une idée de la physionomie de la solution générale qui reste à trouver.

4° Enfin, dans le cas d'un *plasma magnétoactif chaud*, aucun résultat n'a été publié jusqu'à présent, bien que des expériences récentes indiquent l'importance de la température (292), (306).

Une fois la distribution du courant trouvée, il est possible de calculer l'impédance, les diagrammes de rayonnement, etc. Des calculs ont été faits par divers auteurs, en prenant une distribution de courant *a priori*. Les faits saillants qui en résultent sont : dans le 2e cas, une contribution importante des ondes de plasma (119) et de la gaine ; dans le 3e cas, une contribution importante au rayonnement provenant du champ proche ou quasistatique (150) ; dans les 2e et 3e cas, il semble aussi que l'approximation hydrodynamique soit insuffisante et que le recours à l'équation de VLASSOV soit nécessaire (KUEHL, 1967).

3. Les singularités des équations de dispersion

Lors de l'étude des antennes en milieu ionisé, on se heurte à deux types de singularités caractéristiques de la propagation des ondes dans le milieu.

1° Les premières, trouvées expérimentalement par la présence de transitoires particulièrement importants, peuvent être expliqués par le fait que la vitesse de groupe s'annule (§ 3.1).

2° Les secondes interviennent lors du calcul théorique de l'impédance et sont liées aux valeurs infinies prises par l'indice dans certaines conditions (vitesse de phase nulle) (§ 3.2).

3.1 LES FLÈCHES DE RÉSONANCES

Au voisinage de certaines fréquences, les ionogrammes d'Alouette présentent des transitoires caractéristiques appelées flèches de résonance (*) (fig. 1).

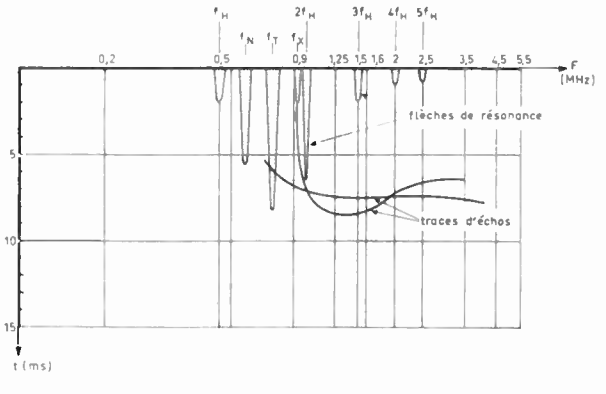


FIG. 1. — Allure d'un ionogramme d'Alouette II, montrant les traces d'échos et les flèches de résonance.

(*) en anglais : spikes.

montrant que le récepteur reste excité pendant plusieurs millisecondes après extinction de l'émission. Les expérimentateurs KNECHT et al. 1961 ; CALVERT et GOE, 1963 ; LOCKWOOD, 1965 ; CALVERT et VAN ZANDT, 1966, montrent que ces transitoires, après élimination de phénomènes parasites dus à l'appareillage, se produisent systématiquement à des fréquences caractéristiques du milieu local.

3.1.1 *Singularités de la réponse du plasma*

L'interprétation des résonances par des ondes stationnaires ($\vec{K} = \vec{O}$) n'est pas satisfaisante. Le fait à traduire étant que l'énergie émise reste sur place, il est logique, pour trouver les fréquences de résonance, d'adjoindre à la relation de dispersion

$$D(K, \omega) = 0 \qquad (1)$$

la relation suivante :

$$\vec{\nabla}_K D(\omega, K) = 0 \qquad (2)$$

qui exprime la nullité de la vitesse de groupe. Ce point de vue a fait l'objet de publications récentes (STURROCK 1965, *a* et *b* ; DEERING et FEJER, 1965). NUTTALL (1965 *a*) note que $D(\omega, K)$ étant le dénominateur de la transformée de FOURIER $G(\omega, K)$ de la fonction de GREEN $G(r,t)$, la résolution du système (1) et (2) donne les pulsations singulières (points de branchement) de la fonction $G(r, \omega)$, laquelle n'est autre que la réponse du plasma à une excitation $\delta(r)\, e^{i\omega t}$. Dès lors, un pas important est franchi puisqu'on a calculé les singularités de la réponse du plasma à une antenne particulière représentée par la distribution $\delta(r)\, e^{i\omega t}$. L'étude la plus exhaustive des singularités de la fonction $G(r, \omega)$ a été faite par DOUGHERTY et MONAGHAN (1965) qui traitent le cas d'un plasma homogène anisotrope chaud sans approximation électrostatique. Ils trouvent divers modes singuliers f_i, $\vec{Ki}$, groupés autour des fréquences f_H, nf_H, f_T, f_p, f_O, f_Z. On découvre aussi une structure fine des résonances qui est peut-être responsable des figures d'interférences présentes sur certains ionogrammes (CALVERT et VAN ZANDT, 1966).

3.1.2 *Développements complémentaires.*

Les études rappelées ci-dessus ne mettent pas un terme aux problèmes posés par les résonances. Nous noterons les points suivants :

1° la quantité reçue est un courant $I\omega_M(t)$, lié à l'impulsion émise $V\omega_M(t)$ de pulsation ω_M, par une relation :

$$I\omega_M(t) = \int_0^t Z_T^{-1}(t-t')\, V\omega_M(t')\, dt'$$

où Z_N caractérise le sys'ème émetteur-récepteur couplés par l'antenne et le plasma. Le fait constaté est que, une fois l'impulsion $V\omega_M(t)$ éteinte, $I\omega_M(t)$ continue d'exister sous forme de fonction décroissante de t, détectée pendant plusieurs millisecondes. Un tel courant transitoire correspond à une singularité de la transformée de FOURIER $Z_T^{-1}(\omega)$ en un point ω de partie réelle voisine de ω_M. $Z_T^{-1}(\omega)$ est une fonction connue de l'impédance d'antenne Z_A. On n'aura donc de renseignement quantitatif sur le plasma que si on sait calculer Z_A à l'aide de la fonction de GREEN $\vec{G}(\vec{K}, \omega)$, c'est-à-dire si on a résolu le problème de l'antenne, au moins au voisinage des résonances ; la seule publication posant le problème en ces termes est, à notre connaissance, celle de NUTTALL (1965 b).

2° Les singularités de la fonction de GREEN ne rendent pas compte de certaines résonances, en particulier $2f_T$ et d'autres, signalées par CALVERT et GOE (1963) pour $f_H < f_N$ et $2f_H < f_N$.

3° On peut montrer que les modes correspondant à $K = 0$ sont très sensibles aux inhomogénéités du milieu (DOUGHERTY et MONAGHAN, 1966)

4° Il est nécessaire, en toute rigueur, de tenir compte de la vitesse du satellite (SHKAROFSKY et JOHNSTON 1965).

3.2 ANTENNES COURTES

Dans le cas d'une antenne courte dans un plasma froid magnétoactif, une difficulté vient du fait que l'indice peut être infini dans certaines directions. Il se produit ce que l'on appelle la « catastrophe infinie ». La puissance émise calculée devient infinie ; un nombre important de travaux a été consacré à ce point particulier (WEIL et WALSH (131), STARAS (123) et LAFON). L'origine en est une idéalisation exagérée soit du plasma, soit de l'antenne. LEE et PAPAS ont suggéré qu'une meilleure définition de la puissance rayonnée éliminerait cette singularité. Toutefois leur explication ne paraît pas au dessus de toute controverse.

Un autre point également controversé est celui de l'existence du rayonnement quasi statique découvert par BALMAIN (150).

Ces problèmes sont actuellement en cours d'étude, en particulier à Meudon.

4. Bruit propre d'une antenne dans un plasma

Une antenne placée dans un plasma reçoit non seulement le rayonnement que l'on désire mesurer, mais aussi le rayonnement thermique du plasma. Par conséquent, il est indispensable d'avoir un ordre de grandeur de ce rayonnement thermique.

En particulier, ANDRONOV (1966) a montré que, sur des fréquences inférieures à 1 MHz et pour le plasma interplanétaire, on pouvait atteindre, pour la plupart des antennes, une température effective supérieure à la température du rayonnement cosmique.

Deux méthodes générales de calcul sont actuellement utilisées. La première consiste à calculer les fluctuations du champ électrique ou du courant dans le plasma. Le calcul n'est vraiment simple que si le plasma est en équilibre thermodynamique.

Tout revient à calculer la fonction d'autocorrélation

du champ électrique ou du courant, c'est-à-dire :

$$< E\alpha(t+\tau, \vec{r'})\, EB(t, \vec{r}) > \text{ ou } < J\alpha(E+\ , r')J\beta(t, \ ) >$$

α et β représentent les indices de projection sur un repère, $< >$ symbolisent la valeur moyenne.

BUDDEN et DANIELL (1965), ainsi que HAUS (1961 et 1962) calculent une moyenne dans le temps, alors que N. ROSTOKER (1961) calcule une moyenne d'ensemble.

BUDDEN et DANIELL (1965) généralisent le théorème de Nyquist pour un milieu caractérisé par un tenseur de conductivité σ_{ij}. HAUS (1962) imagine un circuit électronique en équilibre thermodynamique avec le plasma, et applique le théorème de Nyquist à ce circuit.

ROSTOKER (1961) lui, utilise une moyenne d'ensemble et est conduit à utiliser la fonction $D_2(X, E\ ;\ X', E)$, telle que $D_2(X, t\ ;\ X', t')\mathrm{d}X\ \mathrm{d}X'$ représente la probabilité pour que le plasma soit dans l'état X à l'instant t et dans l'état X' à l'instant E' (X représente l'ensemble des coordonnées d'espace et de quantité de mouvement). Il calcule D_2 par approximations successives et il ne reste plus qu'à calculer :

$$< E\alpha(\vec{r}, t)\, E\beta(r', t') > =$$

$$\iint E\alpha(\vec{r}, t)\, E\beta(\vec{r'}, t')\, D_2(X, t;\ X', E')\ \mathrm{d}X\ \mathrm{d}X'$$

La seconde méthode consiste à exprimer l'influence des particules chargées du plasma sur l'antenne et d'en calculer les fluctuations.

La première méthode de calcul commence à être au point et la plupart des auteurs obtiennent des résultats concordants. Il reste à calculer quelle partie de ce bruit l'antenne recueille.

La seconde méthode, c'est-à-dire la recherche de l'influence des charges sur une antenne fait l'objet d'études à Meudon. Il reste à connaître les ordres de grandeur du bruit thermique pour différents plasmas et pour différentes fréquences.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BERNSTEIN T.B. et RABINOWITZ I.N. — *Phys. Fluid.*,**2**, 112 1959.

[2] BUCKLEY R. — *Proc. of the Royal Soc.*, **290**, 186, 1966.

[3] HARP R.S. — Report 1175 Microwave Lab. Stanford Univ. Stanford Cal. USA, 1964.

[4] LARSON R.W. — Report 7000-25 T University of Michigan USA, 1967.

[5] OSBORNE-KASHA M.A. — *Canad. J. Of Phys.*, **45**, 263, 1967.

[6] SESH ADRI S.R., CHEN C.L. — *IEEE Trans. AP.*, **14**, 715, 1966

[7] SKHAROFSKI I.P. — *Astronautica Acta*, **11**, 169, 1965.

[8] TAYLOR J.C. — *Planet. Space Sci.*, **15**, 155, 1967.

[9] ROUBINE E. — Cours de ligne HF et d'antennes-ESE, 1949.

[10] KING R.P.W. — The Theory of linear antennas - Harvard University Press Cambridge mars 1956.

[11] DUNCAN R.H. and HINCHLEY E.A. — Cylindrical antenna theory. *Jour. of Res. N.B.S.*, vol. 64 D, n° 5, 569, 1960.

[12] MORSE M. and FESHBACH H. — Methodes of theoretical Physics MacGraw Hill 1953, ch. 8, 1953.

[13] KUEHL H.H. — Computation of the resistance of a short antenna in a warm plasma. *Radio Science*, **2**. 73, 1967.

[14] BERNSTEIN I.B. — Waves in a magnetic field. *Phys. rev.*, 109, **1**, 10-21, 1958.

[15] KNECHT R.W. et *al.* — First pulsed radio soundings of the topside of the ionosphere. *J. Geoph. Res.*, 66, **9**, 3078-3081, 1961.

[16] CALVERT W. et GOE G.B. — Plasma resonances in the ionosphere. *J. Gepph Res.* 66, **22**, 6113-6120, 1963.

[17] LOCKWOOD G.E.K. — Plasma and cyclotron spike phenomena observed in top-side ionograms. *Can. J. of Phys.*, **41**, 190-194.

[18] FEJER J.A. and CALVERT W. — Resonance effects of the electrostatic oscillations in the ionosphere. *J. Geoph. Res.* 69, **23**, 5049-5062, 1964.

[19] JOHNSON T.W. et NUTTALL L.J. — Cyclotron harmonic signals received by the Alouette Topside sounder. *J. Geoph. Res.* 69, **11**, 2035-2314.

[20] LOCKWOOD G.E.K. — Excitation of cyclotron spikes in the ionosphere *Can. J. of Phys.*, **43**, 291-297, 1965.

[21] WALLIS G. — On the harmonics of the gyrofrequency observed on topside ionograms. *J. Geoph. Res.* 70, **5**, 1113-1117.

[22] STURROCK P.A. — Dipole resonances in a homogeneous plasma in a magnetic field. *Phys. of Fluids*, 8, **1**, 88-96.

[23] DEERING W.D. et FEJER J.A. — Excitation of plasma resonances by a small pulsed dipole. *Phys. of Fluids*, 8, **11**, 2066-2079.

[24] NUTTALL J. — Singularities of the Green's function for a collisionless magnetoplasma. *Phys. of Fluids*, 8, **2**, 286-296.

[25] NUTTALL J. — Theory of collective spikes observed by the Alouette topside sounder. *J. Geoph. Res.* 70, **5**, 1119-1225.

[26] SHKAROVSKY I.P. et JOHNSTON T.W. — Cyclotron harmonic resonances observed by satellites. *Phys. Rev. Letters*, 15, **2**, 51-53.

[27] CALVERT N. et VAN ZANDT T.E. — Fixed frequency observations of plasma resonances in the topside ionosphere. *J. Geoph.* 71, **7**, 1799-1813, 1966.

[28] DOUGHERTY J.P. et MONAGHAN J.J. — Theory of resonances observed on ionograms taken by sounders above the ionosphere. Proc. Roy. Soc. juill. 1966, 214-234.

[29] LAFON J.P. — *L'Onde Electronique*, **45**, 1404 1965.

[30] WEIL H., LAFON J.P. — A paraître (Radio Sc.).

[31] ANDRONOV — Recherche cosmique E. 4, 1966, 558-567.

[32] BUDDEN et DANIELL — *L'Onde Electrique* décembre 1965, 1409-1415.

[33] ZAUS — *Journal of applied Physics* 1961, vol. 32 n° 3, 493.

[34] HAUS — *Journal of applied Physics* 1962, vol. 33, n° 8, 2572.

[35] ROSTOKER — Nuclear Fusion 1961, vol. 1, 101-120.

[36] GRAFF P. — Ann. Télec. 1967, vol. 22, 3-13.

SYNTHÈSE DES RÉSULTATS SUR LE COLLOQUE DE TOULOUSE 1967 : ACTION DES RAYONNEMENTS SUR LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

PAR

F. CAMBOU et Y. GERVAIS DE LAFOND

Centre d'Etude Spatiale des Rayonnements
de la Faculté des Sciences de Toulouse

1. Introduction

Le Colloque de Toulouse se plaçait dans le cadre des Journées d'Électronique qui organisent chaque année une exposition à caractère scientifique et technique et un Colloque Scientifique International relevant d'un domaine particulier de l'Électronique.

Organisé par trois Laboratoires de l'Université de Toulouse : le Centre d'Étude Spatiale des Rayonnements, le Laboratoire de Génie Électrique et le Laboratoire de Physique des Solides, ce Colloque avait comme objectif de permettre une confrontation et une mise au point des derniers résultats sur l'action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs ; l'orientation actuelle de certains des Laboratoires organisateurs posait, au premier plan, l'intérêt des recherches appliquées destinées à la détermination de la fiabilité des composants par rapport aux rayonnements spatiaux.

Le rayonnement particulaire provoque des modifications dans le réseau cristallin par un déplacement des atomes du cristal, hors de leur position d'équilibre, ou par une ionisation des atomes. Cette interaction rayonnement-cristal et les phénomènes qui en découlent sont fonction à la fois de la nature, de l'énergie et du flux du rayonnement reçu par le cristal.

Dans ces conditions, on peut, pour résumer les résultats présentés dans ce congrès, utiliser la classification suivante :

— Données sur le rayonnement spatial.

— Aspect fondamental de la production des défauts dans les semiconducteurs sous l'impact nucléaire.

— Action « en volume » des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs.

— Action « en surface » des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs.

Ce Colloque a rassemblé 250 participants comprenant la grande majorité des spécialistes de cette nouvelle discipline scientifique qui relève à la fois de l'électronique, de la physique des solides, de la physique nucléaire et même, sous certains aspects, de la géophysique.

Pour chiffrer le succès de ce Colloque, plus encore que le nombre des participants, il est significatif de citer l'importance de certaines délégations étrangères : États-Unis : 26 participants ; URSS : 19 participants ; Grande-Bretagne : 11 participants.

2. Données sur le rayonnement spatial

Des données nouvelles concernant le rayonnement spatial ont pour origine la multiplication des expériences « particules » à bord de satellites, de fusées ou même de ballons-sonde. Ces expériences ont permis de chiffrer les intensités de rayonnements qui régissent l'environnement spatial, à condition de ne considérer que les particules dont le seuil en énergie est assez élevé (de quelques keV, ou de quelques dizaines de keV).

Du point de vue des contraintes, l'étude des rayonnements spatiaux peut se diviser en deux chapitres principaux :

— Le plasma interplanétaire (ou vent solaire) et le rayonnement cosmique galactique plus ou moins perturbé par les éruptions solaires ;

— Le rayonnement propre à l'intérieur de la magnétosphère et essentiellement le rayonnement piégé et les précipitations aurorales.

2.1. Le plasma interplanétaire et le rayonnement cosmique

Avant l'époque des satellites, Biermann avait prévu, d'après l'observation des comètes, la présence d'un plasma émis en permanence par le soleil et dont la pression est suffisante pour dissocier partiellement les comètes, faisant ainsi apparaître une queue projetée dans le prolongement du soleil. Ce plasma qui s'appelle « vent solaire », transporte avec lui, comme l'a suggéré Parker, les lignes de force du champ magnétique interplanétaire. Compte tenu de la rotation du soleil, ces lignes de force, qui correspondent à la propagation du plasma solaire, ont la forme de spirales d'Archimède.

Les idées théoriques de Biermann et Parker ont reçu une éclatante confirmation expérimentale avec les mesures de Gringauz à bord des sondes spatiales Lunick I, II, et III et Venusik I, et celles de Bridge du MIT et Snyder du JPL sur Explorer XVIII et Mariner II et Explorer X. Plus récemment d'autres mesures ont été effectuées en particulier avec la série Vela, satellites circulaires pour lesquels seule une faible partie de la trajectoire est dans le milieu interplanétaire mais qui sont équipés de spectromètres à faible seuil.

Les mesures les plus récentes ont montré que la vitesse du vent solaire ne descendait jamais en dessous de 320 km/s même en période de soleil calme. Les flux d'ions sont de l'ordre de $3 \cdot 10^8/cm^2/s$. Leur énergie thermique inférieure à 10^5 °K, ce qui correspond à des vitesses petites par rapport à celle du vent solaire. Les ions sont essentiellement des protons dont les densités sont de l'ordre de 10 particules/cm^3 mais on a caractérisé aussi la présence d'ions d'hélium dans une proportion qui varie de 1 à 10 %. Compte tenu de la faible densité ionique et pour de telles températures, on peut considérer que le plasma est presque complètement ionisé.

Les électrons doivent être présents dans le vent solaire pour assurer la neutralité du plasma mais leurs énergies doivent être de l'ordre de l'électron-volt et ils n'ont jamais été identifiés expérimentalement.

L'intensité du champ magnétique à la surface du soleil, d'après les observations de magnétographes solaires, est évaluée à 10^{+5} γ ; elle diminue comme l'inverse du cube de la distance héliocentrique et, si le milieu interplanétaire était vide, ce champ aurait au voisinage de la terre une valeur de $10^{-2}\gamma$. Le plasma émis radialement au soleil emporte avec lui un champ magnétique gelé et empêche l'intensité du champ de diminuer aussi rapidement. Ainsi les mesures de Ness sur l'IMP I indiquent qu'à des distances de l'ordre de 200 000 km de la terre, le champ magnétique est de 5 γ.

Lorsque des taches apparaissent sur le soleil, ce champ magnétique interplanétaire augmente et peut atteindre plusieurs dizaines de gammas et les protons du vent solaire dont l'énergie, en période de soleil calme, est de 0,5 keV, ce qui correspond à une vitesse de 320 km/s se trouvent accélérés jusqu'à des vitesses de 800 km/s soit une énergie de 3,5 keV. Le flux augmente aussi, et peut atteindre $2 \cdot 10^9$ particules/cm^2/s.

Le vent solaire qui correspond à un écoulement continu de plasma supersonique est, en outre, traversé par des particules chargées rapides qui constituent le rayonnement cosmique galactique dont la source se situe dans l'émission des autres étoiles de la galaxie et dans l'explosion des supernovae. L'intensité de ce rayonnement, constitué en grande partie par des protons, est modulée par le cycle solaire, en outre, le milieu interplanétaire peut être traversé par des flux importants de protons rapides émis lors des sursauts du soleil. En effet, une éruption solaire observée par des méthodes optiques se présente comme une croissance soudaine de l'intensité lumineuse solaire, par exemple, dans la raie Hx de l'hydrogène ; elle dure quelques minutes et est suivie d'une décroissance lente ; certaines de ces éruptions s'accompagnent d'une forte augmentation de l'émission radioélectrique du soleil dans une large plage de fréquences, d'une augmentation de l'émission X solaire et d'une

Tableau I

Comparaison du flux cosmique galactique et du flux d'origine solaire.

Année	Nombre d'évènements	Rayons cosmiques solaires (particules/cm^2)		Rayons cosmiques galactiques (particules/cm^2)
		E>30 MeV	E>100 MeV	
1956	2	8×10^9	8×10^8	1×10^8
1957	4 ou 5	4×10^8	$1{,}5\times10^7$	7×10^7
1958	6	1×10^9	$1{,}4\times10^7$	6×10^7
1959	4	7×10^9	$5{,}2\times10^8$	6×10^7
1960	8	5×10^9	$4{,}1\times10^8$	8×10^7
1961	5	$2{,}7\times10^8$	$3{,}3\times10^7$	1×10^8
Total	30	$2{,}1\times10^{10}$	$1{,}8\times10^9$	$4{,}7\times10^8$

émission de protons très rapides dont les énergies sont comparables à celles des rayons galactiques.

Le tableau I représente les résultats des évaluations effectuées par WEBBER pour la dernière période d'activité solaire (1956-1961) des flux galactiques de grande énergie et les flux de rayonnements dus aux éruptions solaires. Ce tableau montre que 30 événements en 6 ans ont fourni un flux de $2{,}1 \cdot 10^{10}$ particules/cm², soit 50 fois plus environ que le flux de particules galactiques. Ces chiffres fixent l'importance d'un bombardement à haute énergie auquel risque d'être soumis un vaisseau spatial lors d'un sursaut solaire.

2.2. LE RAYONNEMENT CONFINÉ DANS LA MAGNÉTOSPHÈRE

La magnétosphère (fig 1) représente une cavité dans le vent solaire dont les limites correspondent à l'équilibre entre la pression dynamique du plasma et la pression magnétique, dû au champ terrestre.

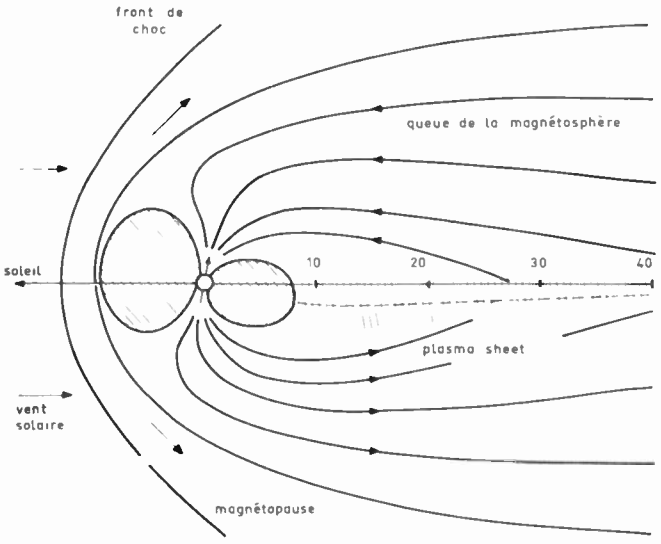


FIG. 1. — Carte de la magnétosphère.

Pour le Géophysicien, deux régions jouent un rôle capital :

— la zone de transition où sévit une interaction plasma-champ magnétique qui a pour effet de modifier le spectre et la répartition des particules chargées et qui est responsable d'un processus d'accélération ;

— la partie arrière de la magnétosphère dont les limites sont mal connues et où pourrait se situer l'origine des particules précipitées (essentiellement dans les régions comprises entre 60 et 80° de latitude) qui constituent les radiations aurorales.

Les ceintures de radiations piégées à l'intérieur de la magnétosphère constituent la composante la plus nuisible du rayonnement spatial car les flux de protons (d'énergie supérieure au MeV) et d'électrons (d'énergie supérieure à 200 keV) peuvent atteindre 10^9 particules/cm²·s. La multiplication des expériences « particules » à bord de satellites et de fusées-sonde ont permis de déterminer les cartes de la population d'électrons et de protons rapides piégés dans ces ceintures ; celle-ci dépend des conditions géophysiques, en particulier du coefficient K_p qui fixe l'agitation magnétique. Il est néanmoins possible, à l'heure actuelle, de calculer la dose de rayonnements subie par un satellite qui traverse ces régions avec une précision qui suffit pour déterminer la fiabilité de l'engin. Par contre, l'origine et la stabilité de ces radiations piégées ne sont pas encore connues.

Les figures 2 et 3 dues à O'BRIEN représentent la répartition des particules dans l'espace en fonction de l'énergie.

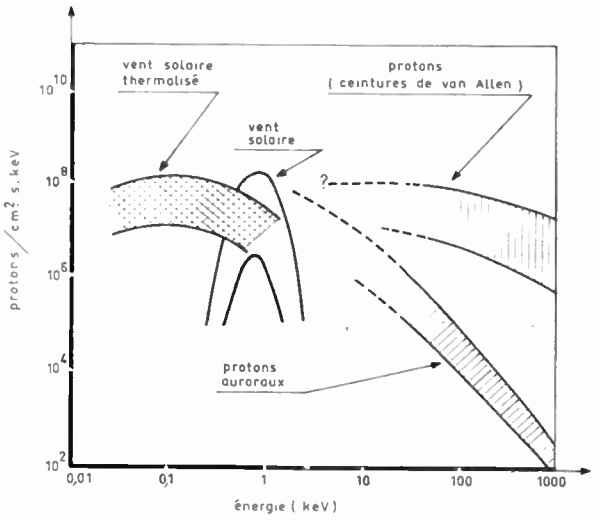


FIG. 2. — Répartition des protons dans l'espace, en fonction de leur énergie (d'après O'BRIEN).

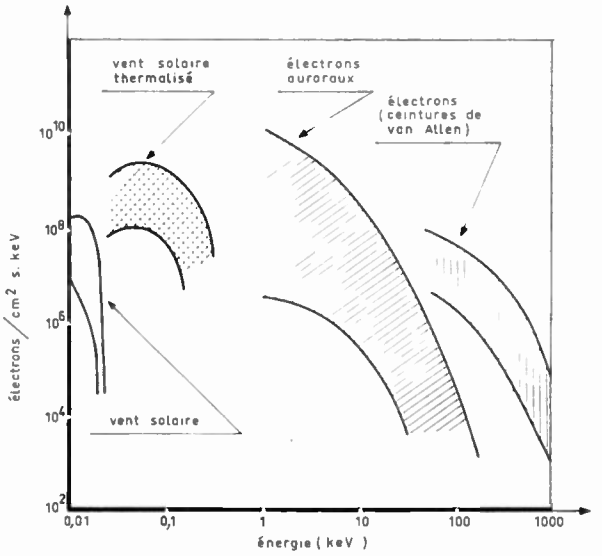


FIG. 3. — Flux des électrons dans l'espace, en fonction de leur énergie (d'après O'BRIEN).

3. Aspect fondamental de la production de défauts dans les semiconducteurs sous l'impact nucléaire

Les défauts ont pour origine les collisions entre les particules incidentes et les atomes du réseau cristallin

semiconducteur. Si l'énergie transmise à l'atome cible est supérieure à une énergie seuil (égale à 25 eV pour le silicium et le germanium), l'atome est éjecté de sa position d'équilibre et placé dans un site interstitiel, laissant une lacune dans le réseau. Les deux propriétés affectées sont surtout la conductivité et le temps de vie des porteurs minoritaires. La figure 4 illustre les modifications subies par la conductivité de monocristaux N et P de silicium irradiés par des neutrons rapides. La conductivité est liée à la concentration en porteurs (n ou p) et à la mobilité (μ_n ou μ_p) :

$$\sigma = n.e.\ \mu_n + p.e.\mu_p$$

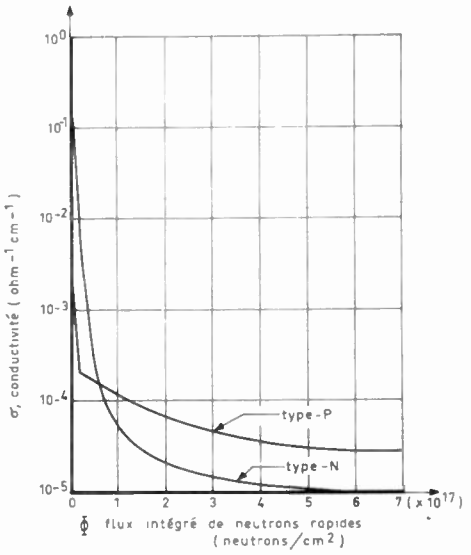


FIG. 4. — Dégradation de la conductivité du silicum, en fonction du flux de neutrons reçus.

La production de défauts a pour effet d'introduire dans le cristal de nouveaux centres de recombinaison pour les porteurs mobiles et il en résulte une diminution du temps de vie des porteurs minoritaires. C'est la réduction du temps de vie des porteurs minoritaires qui est la cause majeure de la dégradation des transistors. La dégradation du temps de vie des porteurs peut s'écrire :

$$\frac{1}{t} = \frac{1}{t_0} + \phi/K_t$$

où ϕ est le flux de particules incidentes et t_0 le temps de vie avant irradiation. K_t, la constante de dégradation du temps de vie, doit être déterminé pour chaque semiconducteur parce qu'il est influencé par de nombreux paramètres : l'énergie et le type de la particule incidente, le type et la résistivité du matériau semiconducteur, la température, la nature du dopant et des impuretés.

G.C. MESSENGER (1) a tenté d'établir un modèle mathématique où, à chaque défaut, est associé deux niveaux de recombinaison ; la courbe théorique trouvée pour la variation de K_t en fonction de la résistivité s'accorde bien avec les résultats expérimentaux (fig. 5 et 6). Cependant, les variations dans le dommage en fonction de tous les autres paramètres sont loin d'être comprises et interprétées. Le nombre de conférences de mise au point (6) et de communications (17) présentées sur ces études reflètent l'actualité de ces recherches. Ces études traitent d'abord du processus primaire de production de défauts, puis de leur évolution en fonction du temps et de la température (migration suivie de guérison).

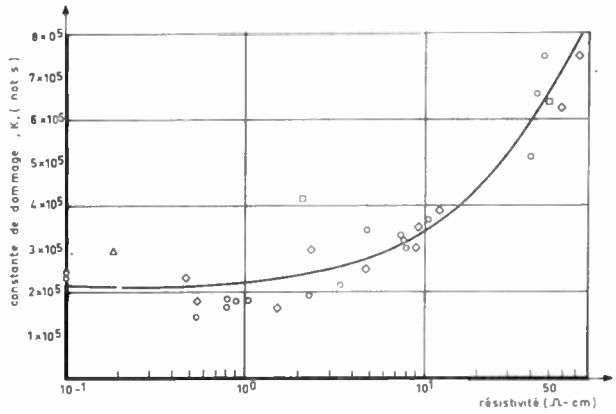


FIG. 5. — Constante de dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires en fonction de la résistivité, dans un cristal de silicium de type P.

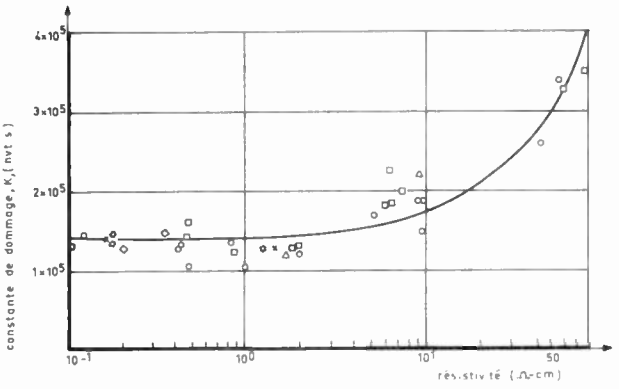


FIG. 6. — Constante de dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires en fonction de la résistivité, dans un cristal de silicium de type N.

3.1. DÉTERMINATION DES DÉPLACEMENTS ATOMIQUES

Le défaut le plus simple qui puisse être créé est le *défaut primaire ponctuel* : l'atome en position interstitielle et la lacune qui lui est associée. Il est possible, actuellement, de suivre la formation de ces défauts : ceci est le résultat de recherches qui utilisent des monocristaux semiconducteurs de grande pureté et des techniques avancées. Lorsque l'énergie communiquée à l'atome-cible par la particule incidente est suffisante pour qu'il puisse déplacer à son tour un ou plusieurs atomes, il se produit une « cascade » de déplacements atomiques ; il en résulte la création de défauts localisés de dimensions importantes. Les di-

(1) Nortronics Applied Research Departement USA.

mensions des « pointes de déplacements » sont fonction de l'énergie moyenne communiquée à l'atome cible. Dans le cas d'un choc consécutif à une diffusion purement coulombienne particule-noyau (irradiation électronique, par exemple), l'énergie moyenne de recul du noyau est faible et le défaut créé est de petites dimensions, il peut être considéré comme ponctuel. Dans le cas d'un choc « nucléaire » particule-noyau (neutrons, protons de grandes énergies), l'énergie de recul du noyau peut atteindre des valeurs considérables ; GERVAIS de LAFOND a calculé l'énergie moyenne transmise à des noyaux de silicium au cours d'une diffusion élastique — interférence de la diffusion coulombienne et de la diffusion nucléaire pure — par des protons dont l'énergie est comprise entre 20 MeV et 20 GeV; la figure 7 illustre ces résultats et montre qu'à 3 GeV, l'énergie moyenne des ions

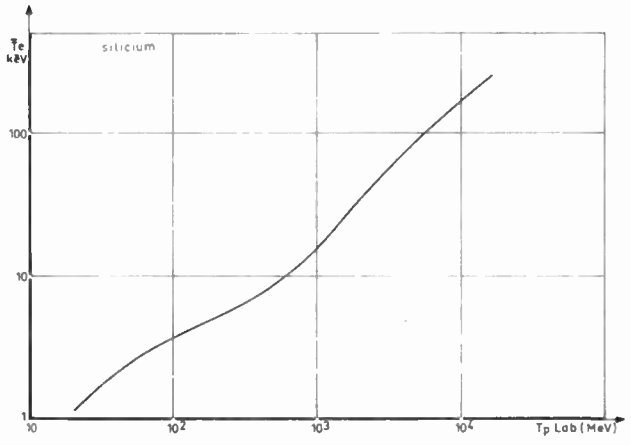


FIG. 7. — Energie moyenne de recul d'un noyau de silicium après une diffusion élastique proton-noyau, en fonction de l'énergie du proton prise dans le système du laboratoire.

silicium de recul est de 50 keV : on doit donc s'attendre à une production de déplacements atomiques sous forme de « pointe de déplacements ». C'est ainsi que D. DASPET (2) a fait apparaître (fig. 8), en

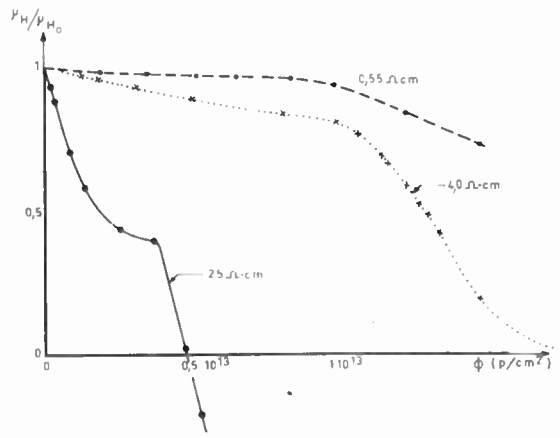


FIG. 8. — Dégradation de la mobilité des porteurs majoritaires dans un cristal de silicium irradié par des protons de 3 GeV, pour trois valeurs de la résistivité du cristal de silicium.

irradiant du germanium *N* par des protons de 3 GeV, une variation concave de la mobilité des porteurs en fonction du flux, en début d'irradiation, et cette variation traduit la présence de régions isolantes créées sous l'impact des particules incidentes. Les dimensions de ces régions sont évaluées à 1000 Å. Des résultats analogues ont été obtenus avec le germanium *P* et le silicium *N* et *P* et ont été présentés par D. DASPET qui avait expérimenté avec des protons de 3 GeV et par S.R. NOVICOV (3) qui irradiait avec des neutrons rapides.

Le processus de production des déplacements atomiques est lié à la structure cristalline de l'échantillon : l'*orientation* de la particule incidente par rapport aux plans cristallins a une influence non négligeable sur la production de défauts. C'est le phénomène de « *canalisation* ». Les atomes de recul, émis au cours des chocs, ont un parcours anormalement long lorsque la direction du parcours est proche de celle des plans de moindre densité.

G. DEARNALEY (4) a donné une interprétation à ce phénomène en considérant globalement le potentiel répulsif des rangées d'atomes dans le cristal : les ions chargés positivement sont soumis à ce potentiel et se meuvent préférentiellement entre les rangées d'atomes. Ce mouvement « dirigé » a pour conséquence un parcours plus long et une perte d'énergie spécifique plus faible. En outre, si la particule chargée frappe le cristal parallèlement à la direction des rangées de moindre densité, elle perd la majeure partie de son énergie par interaction coulombienne avec le potentiel global associé à la rangée d'atomes et subit un minimum de chocs nucléaires directs avec les atomes : il en résulte un minimum de dommage. La figure 9 résume les mesures effectuées avec des ions d'iode de 51 MeV bombardant un cristal d'or. Le

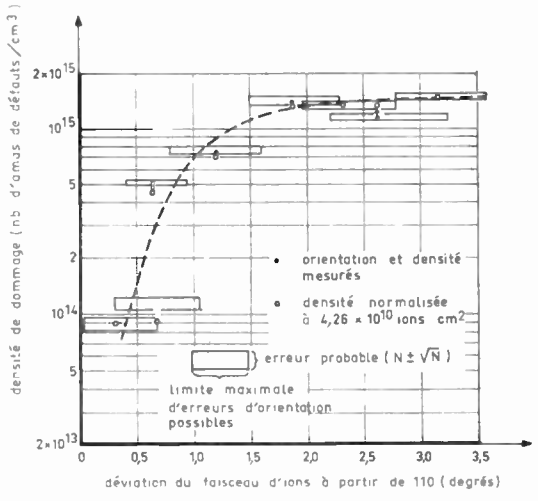


FIG. 9. — Densité de défauts produits dans un cristal d'or irradié par des ions d'iode de 51 MeV, en fonction de la déviation angulaire du faisceau d'ions par rapport à la direction 110.

(2) Centre d'Etude Spatiale des Rayonnements. Université de Toulouse, France.

(3) Ioffe physicotechnical Institute, Leningrad, URSS.

(4) Nuclear Physics Division, A.E.R.E. Harwell, England.

dommage était observé au moyen d'un microscope électronique, en fonction de l'écart angulaire entre la direction du faisceau d'ions et la direction 110. Le dommage est réduit par au moins un ordre de grandeur. Cette propriété pourrait être utilisée pour augmenter la durée de vie des détecteurs au silicium à barrière de surface, employés à la détection des ions lourds.

Le phénomène de canalisation est un moyen pour localiser les impuretés ioniques présentes dans le cristal en position interstitielle, cette méthode proposée par W.M. GIBSON (5) peut atteindre une précision de mesure de 10^{13} atomes/cm^3. La canalisation est un aspect de l'anisotropie dans le dommage ; il s'y ajoute l'anisotropie provenant de l'énergie seuil de déplacement atomique. L'énergie seuil dépend de la direction dans laquelle l'atome cible est éjecté, c'est le résultat qu'obtint P.C. BANBURY (6) en irradiant des monocristaux semiconducteurs par des électrons de faible énergie (proche du seuil) sous différentes incidences. Le taux d'enlèvement $dn/d\phi$ en porteurs majoritaires dans la direction 111 est supérieur au taux d'enlèvement dans la direction 100 pour du germanium irradié par des électrons d'énergies inférieures à 1 MeV. (fig. 10).

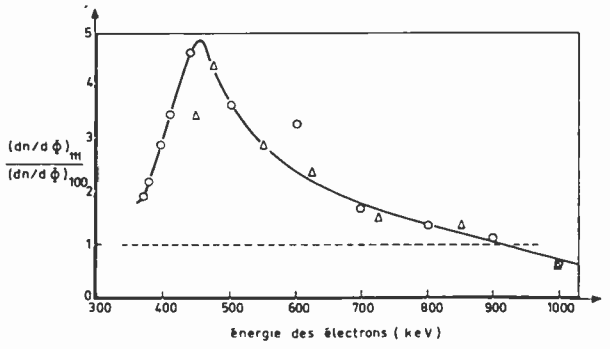


FIG. 10. — Taux d'enlèvement en porteurs majoritaires dans la direction 111 par rapport au taux d'enlèvement dans la direction 100.

Les phénomènes traités jusqu'ici sont dus au déplacement « dynamique » (terminologie de V.S. VAVILOV (7)) des atomes hors de leurs sites d'équilibre. Un certain processus de formation de défauts existe en dessous du seuil d'énergie de déplacement et ne s'explique pas par le déplacement « dynamique ». Il est suggéré que dans les déplacements à basse énergie, il puisse s'établir une « accumulation » d'énergie d'excitation. La formation de défauts dans les halogénures alcalins irradiés par des rayons X ou des électrons de faibles énergies conduisit J. VARLEY à la conception d'un modèle de déplacement par ionisation multiple des atomes ; le déplacement serait dû à l'instabilité des atomes plusieurs fois ionisés.

(5) Institut de Physique. Université d'Aarhus. Danemark.

(6) J.J. Thomson Physical Laboratory, Université de Reading. Grande-Bretagne.

(7) P.N. Lebedev Institute of Physics. Moscou. URSS.

3.2. EVOLUTION DES DÉFAUTS

A 0 °K, les lacunes et les interstitiels créés sont immobiles, mais très vite — dès que la température atteint 10 °K — ils deviennent mobiles et diffusent à travers le réseau cristallin pour former des complexes avec d'autres défauts ou avec d'autres lacunes et interstitiels. Il résulte donc de la diffusion des défauts primaires la formation de nouveaux types de défauts et une annihilation partielle des défauts primaires : c'est le phénomène de migration-guérison. L'étude de ce mécanisme se poursuit dans de nombreux laboratoires et fait appel à des techniques expérimentales avancées :

— mesures de résonance électronique de spin, entreprises de façon systématique par le laboratoire de la General Electric à Schenectady (G.D. WATKINS).

— mesures de photoconductivité dans le germanium, (pour compléter la résonance électronique de spin qui n'est utilisable que dans le silicium), effectuées à la Brown University (J.J. LOFERSKI) et à l'Ecole Normale Supérieure (M. CHERKI).

— irradiation à très basses températures (J.W. MACKAY).

Les résultats présentés par ces laboratoires confirment ceux qui avaient déjà été obtenus. Les complexes lacune-impureté ou interstitiel-impureté sont nettement plus stables que les défauts primaires ponctuels (lacunes et interstitiels). Dans le silicium irradié par des électrons, la majorité des défauts stables sont des associations lacune-oxygène. En l'absence d'impuretés, la stabilité des lacunes et des interstitiels est faible et le cristal de silicium présente une bonne tenue à l'irradiation. Des cristaux de grande pureté sont employés pour des dispositifs particuliers, tels les détecteurs de particules. Un très récent résultat de O.L. CURTIS, présenté par G.C. MESSENGER, paraît cependant apporter des données nouvelles sur l'influence des impuretés sur la stabilité des lacunes et des interstitiels : O.L. CURTIS montre en effet que la dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires ne dépend pas du type du dopant ni de la concentration en oxygène : ce résultat bouleverse des idées qui semblaient pourtant bien établies.

L'instabilité des défauts primaires ponctuels est une propriété du silicium et du germanium. Cette propriété ne se retrouve pas dans un second groupe de semiconducteurs comprenant en particulier *GaAs* : dans ce groupe, les défauts primaires introduits par les électrons sont stables. Cette fragilité de l'arseniure de gallium au bombardement par des électrons de faibles énergies limite la durée de vie des lasers GaAs fonctionnant par pompage électronique.

Des travaux effectués aux USA et en URSS ont montré que le mode d'interaction entre les défauts primaires et les impuretés pouvait être modifié par l'introduction *d'impuretés mobiles* en position interstitielle (lithium dans le silicium, par exemple). Cet effet est utilisé pour augmenter la stabilité des cellules solaires irradiées.

Les effets d'une irradiation brève ont fait l'objet de plusieurs communications. L'intérêt fondamental de ces études concerne la guérison instantanée qui

suit l'irradiation. H.J. STEIN (8) a montré que la guérison des défauts consécutive à une irradiation brève de neutrons est contrôlée par les « pointes de déplacements » produits par les neutrons dans le cristal de silicium.

4. Action en volume dans les dispositifs à semiconducteurs

Cette partie comprenait 15 communications sur les dispositifs à porteurs minoritaires : les transistors classiques P-N-P et N-P-N et les cellules solaires. Une étude particulière est effectuée en fonction du type et de l'énergie de la particule incidente.

Dans les transistors, le gain en courant h_{FE} apparaît toujours comme étant le paramètre le plus sensible pour la mesure de la dégradation due aux rayonnements. Ce paramètre est utilisé comme critère de choix des transistors, du point de vue de leur tenue aux radiations. Le seuil de tolérance fourni par la firme MOTOROLA pour ses dispositifs est approximativement de 10^{12} neutrons/cm² et de $3 \cdot 10^5$ à $3 \cdot 10^5$ rads. Des nomographes ont été construits pour permettre de donner une évaluation de la dégradation du gain en courant dans les transistors commerciaux, connaissant la fréquence de coupure, le gain en courant avant irradiation et le flux de neutrons par cm² (fig. 11 et 12). Ces nomographes sont construits à partir des données concernant la dégradation des propriétés électroniques fondamentales en volume — conductivité et temps de vie des porteurs minoritaires —. Des études fondamentales ont été faites pour la prévision de la dégradation en volume des transistors, les paramètres qui sont à la base de cette prévision sont : le gain en courant, le temps de transit dans la base et la pente de la courbe donnant le temps de transit dans la base en fonction de l'inverse du courant émetteur.

Une seconde technique de sélection est présentée par H.L. OLESEN (9) : elle consiste à pré-irradier les transistors par une source de rayons gamma de ^{60}Co. Après cette irradiation, des tests électriques sont effectués et tous les transistors présentant une dégradation de I_{CBO} et de h_{FE} inacceptable sont rejetés. Enfin, les transistors retenus sont chauffés entre 150 °C et 300 °C pendant 10 à 15 mn pour guérir les défauts introduits pendant la préirradiation. Outre ces méthodes de sélection systématique, les critères généraux ont pu être fixés pour améliorer la tenue des transistors ; les transistors les plus « résistants » à l'irradiation sont ceux qui présentent les caractéristiques suivantes :

— une base étroite et une très grande fréquence de coupure,

— un gain en courant h_{FE} initial de grande valeur,

— une protection de la surface par une couche de passivation,

— au cours de l'irradiation, les transistors devront, de préférence, être dans l'état « saturé » plutôt que dans l'état « bloqué » ou « passif ».

Malgré ces recherches, on se trouve toujours dans l'obligation d'accepter la dégradation des transistors comme inévitable ; mais elle est prévisible, cela permet de définir un circuit électrique capable de compen-

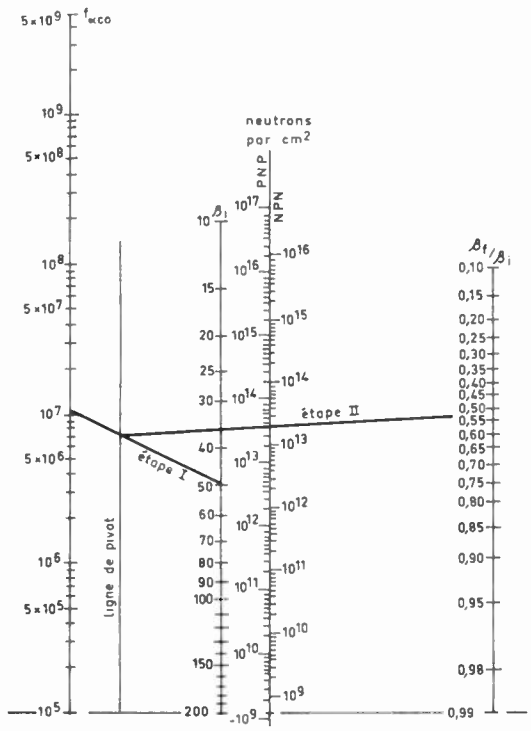


FIG. 11. — Dégradation du gain en courant d'un transistor. Nomographe pour les transistors au germanium.

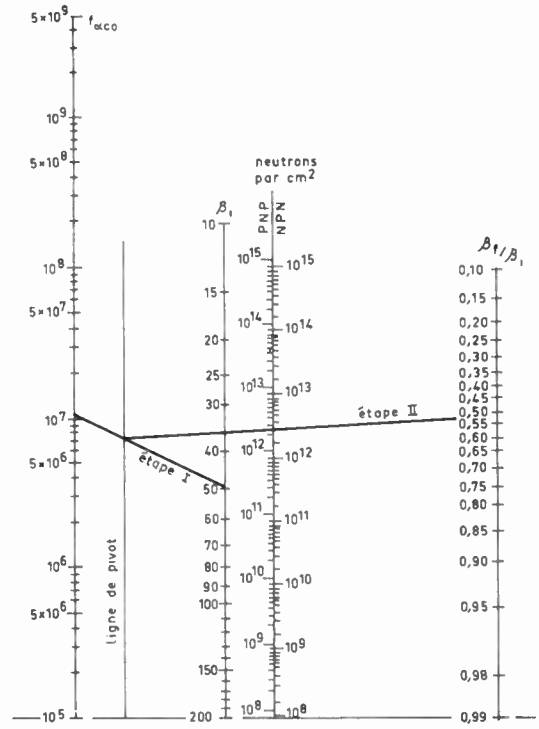


FIG. 12. — Dégradation du gain en courant d'un transistor. Nomographe pour les transistors au silicium.

(8) Sandia Laboratory. Albuquerque. New Mexico USA.

(9) General Electric Compagny. Philadelphia. Penna. USA.

ser les dérives des transistors. L'approche est identique à celle qui est utilisée pour prévenir les modifications des paramètres des transistors dues aux variations de température.

Les *cellules solaires* sont particulièrement sensibles aux rayonnements de l'espace.

Une première méthode pour améliorer leur tenue aux rayonnements est de diminuer la concentration en oxygène. Le CESR et le CNES ont obtenu des résultats intéressants en électrons de 4 MeV : deux types de cellules solaires au silicium ont été irradiées : un lot comprenait des cellules standard (tirage CZOCHRALSKI), l'autre lot était composé de cellules obtenues sous zone flottante et en atmosphère d'hydrogène. La figure 13 fait apparaître une bien meilleure tenue du rendement des cellules du second lot par rapport au rendement des cellules du premier lot.

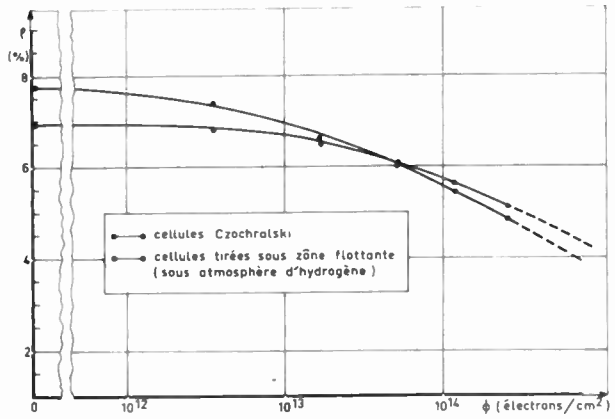


FIG. 13. — Dégradation du rendement de cellules solaires au silicium obtenues sous zone flottante et atmosphère d'hydrogène, comparée à la dégradation de cellules classiques.

Une autre méthode de durcissement consiste à doper la base de la cellule avec une impureté capable de réduire le dommage par interaction directe avec les défauts : c'est le principe de l'introduction contrôlée d'impuretés de lithium.

Enfin, une autre possibilité, mise au point par le groupe de l'U.S. Naval Research Laboratory (J. FARADAY, R. STATLER) consiste à effectuer un recuit isochrone de cellules pré-irradiées en laboratoire.

Bien que de nombreuses informations aient pu être obtenues en laboratoire sur la dégradation des cellules, grâce aux accélérateurs d'électrons et de protons, il est impossible de simuler parfaitement l'environnement spatial avec ses domaines étendus d'énergies. Il est donc très utile d'étudier la dégradation sur les satellites en orbite : cette étude fut menée systématiquement sur de nombreux satellites en particulier sur FR 1, Relay I, et Relay II.

Prenons le cas de ces deux derniers satellites où plusieurs types de cellules furent étudiées avec des protections diverses. La figure 14 présentée par R. WADDEL [10], illustre la dégradation du courant de court-circuit en fonction du temps passé sur orbite,

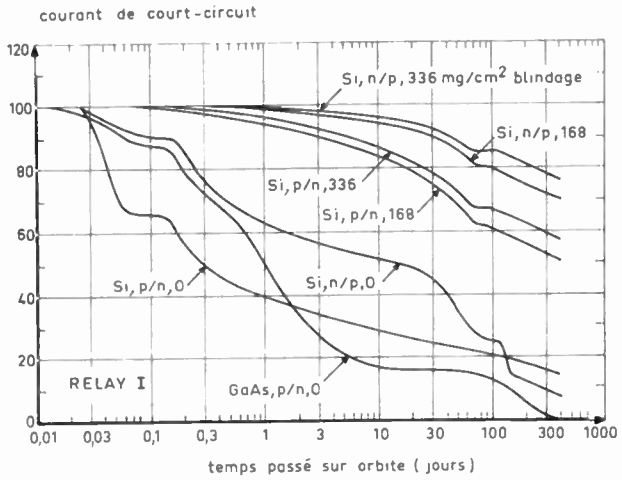


FIG. 14. — Dégradation du courant de court-circuit de cellules solaires placées sur Relay I, pour différentes épaisseurs de protection.

pour plusieurs types de cellules solaires et pour différentes épaisseurs d'écran de protection. Les orbites de RELAY se situaient en majeure partie dans la ceinture interne de Van ALLEN (3 000 km au-dessus de l'équateur). Ces études montrent qu'en moins d'un jour, 75 % du courant de court-circuit a disparu pour les cellules au silicium et à l'arseniure de gallium (cellules non protégées). Une protection de 19,1 mg/cm² augente 100 fois la durée de vie des cellules.

La notion de l'*équivalence entre les rayonnements*, relativement aux effets produits sur un système électronique, pose un problème où interviennent de nombreux paramètres que l'on peut diviser en deux groupes :

— les paramètres propres aux rayonnements (nature énergie, mode d'interaction, flux instantané),

— les paramètres du système électronique, c'est-à-dire les caractéristiques physiques contrôlant son fonctionnement et sa structure.

R.R. BROWN [11] fit une synthèse des résultats obtenus sur l'influence du type et de l'énergie de l'irradiation. Il en déduit une « équivalence de déplacement » à partir de la dégradation du gain en courant h_{FE} et de la tension de saturation V_{CE} (sat). Le tableau II fournit l'équivalence, relative à h_{FE}, pour cinq types de particules. Le tableau III donne l'équivalence pour des protons et des électrons de plusieurs énergies avec les rayons gamma du ^{60}Co comme référence. Ce tableau fait apparaître l'importance du paramètre électrique choisi pour la définition de l'équivalence.

5. Action en surface des rayonnements sur les semiconducteurs

Tous les dispositifs à semiconducteurs sont sensibles aux effets d'ionisation en surface dus au bombardement par des rayonnements ionisants. Les dispositifs les plus sensibles à ces effets sont les transistors à

[10] Goddard Space Flight Center. USA.

[11] The Boeing Compagny. Seattle, Washington USA.

TABLEAU II

Equivalence de déplacement suivant le type et l'énergie de la particule, d'après R. R. BROWN

Particle type and Energy	Alpha Particle (5 MeV)	Proton (1 MeV)	Neutron (Reactor Spectrum)	Electron (1 MeV)	Gamma Ray (^{60}Co)
Alpha Particle (5 MeV)	1	3.5	1.4×10^{2}	$*7\times10^{3}$	1.5×10^{5}
Proton (1 MeV)	2.9×10^{-1}	1	4×10^{1}	$*2\times10^{3}$	4.3×10^{4}
Neutron (Reactor)	7.1×10^{-3}	2.5×10^{-2}	1	$*5\times10^{1}$	1.1×10^{3}
Electron (1 MeV)	$*1.4\times10^{-4}$	$*5\times10^{-4}$	$*2.0\times10^{-2}$	1	$*2.2\times10^{1}$
Gamma Ray (^{60}Co)	6.7×10^{-5}	2.3×10^{-6}	9.1×10^{-4}	$*4.5\times10^{-2}$	1

(*) Transistor cans of 0.17 gm cm^{-2}.

TABLEAU III

Equivalence des protons et des électrons par rapport aux rayons gamma du ^{60}Co pour la variation du gain en courant et celle de la tension de saturation, d'après R. R. BROWN.

Energy on Silicon	^{60}Co Equivalences	
	for $\Delta\,[V_{CE}(\text{sat})]$	for $\Delta(h_{FE}^{-1})$
1-MeV Proton	1.6×10^{5}	1.3×10^{5}
16-MeV Proton	5.3×10^{4}	4.7×10^{4}
100-MeV Proton	1.1×10^{4}	1.0×10^{4}
1.7-MeV Electron	1.4×10^{2}	1.3×10^{2}
1-MeV Electron	7.0×10^{1}	6.5×10^{1}
0.53-MeV Electron	3.5×10^{1}	2.9×10^{1}
^{60}Co Gamma	1	1

porteurs majoritaires : pour ces dispositifs, les effets se manifestent à partir de très faibles doses d'irradiation :

— quelques 10^{12} électrons/cm^2 suffisent pour produire des courants de fuite non négligeables,
— 10^{12} n/cm^2 pour les neutrons rapides,
— entre $3\cdot10^{5}$ et $3\cdot10^{6}$ rads pour les gammas.

La figure 14 illustre la dégradation du gain en courant h_{FE} de transistors commerciaux soumis à des irradiations en neutrons et en gamma respectivement, et fait apparaître une dégradation importante au delà de 10^{12} n/cm^2.

H. L. HUGHES ([12]) présente deux modèles pour expliquer le comportement en surface des transistors au silicium non passivés et des transistors au silicium passivés par une couche d'oxyde.

Le premier modèle explique avec succès les effets des rayonnements sur les transistors non-passivés et encapsulés dans un boîtier rempli de gaz (fig. 15) : le champ électrique existant entre le boîtier et la base dépose les ions du gaz sur la base et sur le collecteur pour les transistors NPN et PNP respectivement (fig. 16). La surface du semiconducteur se charge au niveau de ces régions, soit par absorption des ions, soit par transfert de la charge des ions aux impuretés préexistantes à la surface. Il en résulte une inversion, une déplétion ou une augmentation de la couche superficielle.

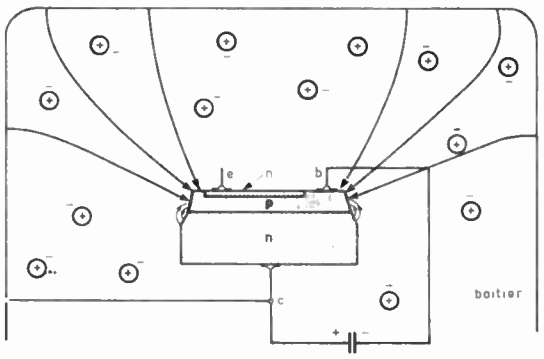


FIG. 15. — Effets d'ionisation dans le boîtier d'un transistor NPN.

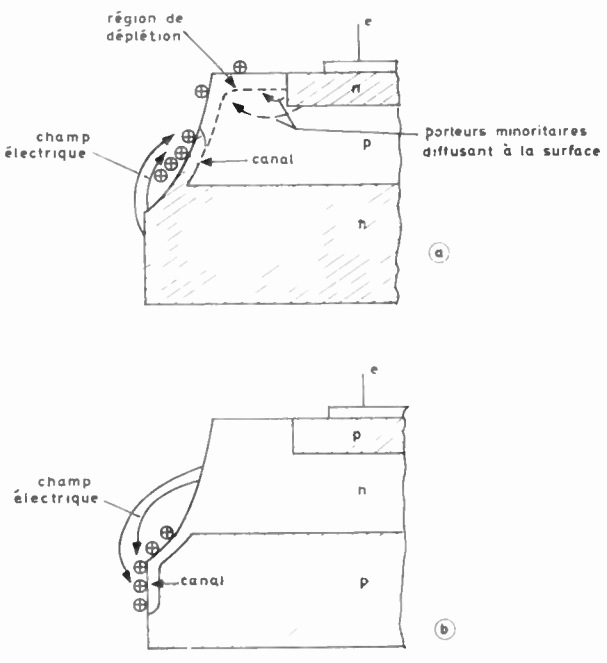


FIG. 16. — Effets de surface à la surface de transistors MOS.

([12]) U.S. Naval Research Laboratory USA.

Le deuxième modèle permet de comprendre les effets de surface dus aux rayonnements sur des dispositifs passivés par une couche d'oxyde (SiO_2) : l'élément de référence pour ces études est le transistor MOS. Le principe de fonctionnement de ce dispositif est fondé sur la modulation de la conduction superficielle par le champ électrique apparaissant entre la grille et le substrat.

L'irradiation a pour effet :

1. de modifier la capacité du dispositif au niveau de la couche d'oxyde,
2. de modifier la densité en états de surface à l'interface Si-SiO_2.

Deux méthodes sont utilisées pour assurer un fonctionnement de longue durée des transistors à effets de champs placés dans un environnement de rayonnements ionisants : utilisation d'une protection éliminant les particules ionisantes de basses énergies, et recherche d'une amélioration de la tenue des dispositifs aux rayonnements.

Pour les MOST commerciaux, une méthode de durcissement consiste à maintenir constamment polarisées en inverse les jonctions substrat-source et substrat-drain, ce qui diminue l'influence des courants de fuite. Une autre méthode (V. DANCHENKO) [13] consiste à faire subir préventivement aux MOST des cycles répétés d'irradiations suivies de guérison (fig. 17). Des circuits supportant mieux l'irradiation sont obtenus en remplaçant dans les transistors à grille isolée (MOS) la couche isolante SiO_2 par une couche isolante de nitrure de silicium (MNST : Metal Nitride Silicon Transistors) ou bien par une couche isolante de « poly-silicium » (PSFET : Poly Silicon Field Effect Transistor).

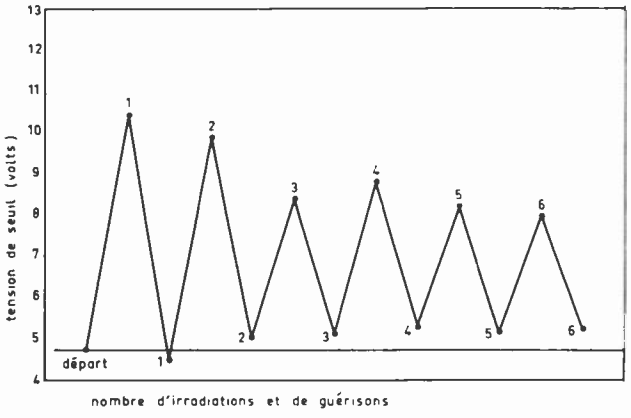


FIG. 17. — Durcissement de MOS FET à canal P, par pré-irradiations et guérisons successives.

En outre, pour de faibles niveaux d'injection (< 10 nA), il est très intéressant de remplacer les MOST par des FET à jonction-grille et à canal de conduction de type *P* qui sont alors beaucoup plus résistants.

Plusieurs modèles ont été proposés pour expliquer la dégradation des caractéristiques des MOST. Pour une irradiation par des rayons X, le modèle qui paraît être le mieux adapté aux observations expérimentales est celui qui fut proposé par le Laboratoire de Génie Electrique de Toulouse. On suppose, dans ce modèle, que l'irradiation a pour effet d'engendrer dans la silice des électrons libres et des charges positives fixes avec un taux de génération g. En outre, en cours d'irradiation, la cathode émet un courant d'électrons. Dans ces conditions, en régime permanent, sous irradiation la couche de silice comportera une zone de charge d'espace voisine de la cathode et une région neutre ayant une densité d'électrons libres $n = g \cdot \tau$, τ étant la durée de vie des électrons. Suivant qu'à l'instant initial de l'irradiation le courant d'émission de cathode sera plus grand ou plus petit que le courant de volume, la charge d'espace sera négative ou positive. Les résultats expérimentaux montrent que celle-ci est positive.

6. Conclusion

Le colloque de Toulouse a permis une confrontation et une mise au point sur les effets « à caractère négatif » des rayonnements nucléaires sur les semiconducteurs. Une importante contribution dans le domaine fondamental s'est dégagée ; le problème de l'anisotropie dans le déplacement atomique liée à la structure ordonnée des cristaux semiconducteurs apporte des éléments nouveaux dans la connaissance de la physique des interactions atomiques et débouche sur des applications pratiques inattendues. Dans la partie « appliquée », l'accent a été mis sur la recherche d'une meilleure tenue des dispositifs embarqués à bord des engins spatiaux : les cellules solaires et les circuits intégrés. Bien que les circuits intégrés classiques permettent de satisfaire une grande partie des besoins, il apparaît, selon J. LACOUR [14] que l'avenir appartient aux circuits intégrés à transistors FET pour les missions de longue durée et aux circuits intégrés à transistors MOS pour les missions de courte durée.

Enfin, le colloque a mis en lumière les possibilités « positives » de l'action des rayonnements dans les semiconducteurs : le dopage des semiconducteurs par transmutation nucléaire n-Si dans le silicium ou n-Cd dans le tellure de cadmium, le dopage par bombardement ionique et l'amélioration de la rapidité de commutation des diodes par bombardement apparaissent comme des applications pratiques immédiates.

[13] N.A.S.A. Goddard Space Flight Center USA.

[14] Service d'Electronique C.E.N. Grenoble, France.

RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE POUR SATELLITES

PAR

P. DURAND

Intertechnique — Plaisir

1. Introduction

La puissance disponible à bord d'un petit satellite scientifique, — type ESRO 2, ou D2 — est relativement limitée et, en particulier pour l'ensemble de télémesure, il est intéressant de réserver, autant que possible, l'énergie aux émetteurs.

C'est ainsi que, pour ESRO 2, la télémesure dispose de 2,5 W en permanence, dont 1 W est nécessaire à l'émetteur (200 mW de puissance rayonnée) et 750 mW à l'enregistreur magnétique.

Le codeur de télémesure proprement dit consomme 600 mW, pour un nombre de composants de très loin supérieur au total des composants du reste de la télémesure (500 transistors, 1 000 diodes, 1 500 résistances).

En ce qui concerne le codeur D2, les chiffres sont légèrement supérieurs, mais du même ordre. Il s'agit bien entendu d'électronique lente, la fréquence de bit étant de 128 Hz et la plus haute fréquence utilisée dans les programmeurs, aux environs de 2,5 MHz.

Cependant, compte tenu du rendement du convertisseur continu-continu, voisin de 60 %, l'électronique du codeur ESRO 2 consomme en moyenne 0,75 mW par transistor.

Les problèmes à résoudre portent sur :

— l'amélioration du rendement d'alimentation,

— l'augmentation des charges résistives dans l'électronique et, en général, réduction de la consommation instantanée,

— l'utilisation d'alimentations pulsées,

— la logique à transistors complémentaires.

2. Amélioration du rendement d'alimentation

En ce qui concerne le rendement de l'alimentation, et spécialement des convertisseurs continu-continu, il faut remarquer qu'il augmente avec la puissance fournie. Plus précisément, pour une puissance totale donnée, il diminue quand le nombre de convertisseurs augmente, en raison des pertes aux primaires, des diodes de redressement et éventuellement des régulations.

Il y aurait donc a priori intérêt à traiter le problème au niveau satellite, comme cela est fait sur D 2 : un convertisseur commun alimente l'ensemble de télémesure (codeur, enregistreur) et d'autres organes du satellite. C'est une solution rationnelle, mais qui comporte certaines obligations :

Figer des caractéristiques d'alimentation, au niveau satellite, doit se faire très tôt dans l'étude et, par suite, manque de souplesse. Toute modification rendue nécessaire en cours d'étude met en cause plusieurs sous-ensembles. La généralisation des circuits intrégrés devrait cependant faciliter une standardisation.

Les gains en poids, volume et rendement obtenus sont diminués par les filtrages rendus nécessaires sur chaque tension, au niveau de chaque sous-ensemble.

Les boucles de masse multiples deviennent difficiles à éviter, sinon par une étude approfondie des interconnexions satellite.

3. Diminution de la consommation instantanée des circuits

L'un des moyens les plus simples consiste à augmenter les impédances de charge des circuits logiques. Les transistors et diodes sélectionnés pour les applications « Satellite » sont, en général, spécifiés en gain à 100 et même 10 microampères.

Les circuits logiques type sont représentés sur la figure 1.

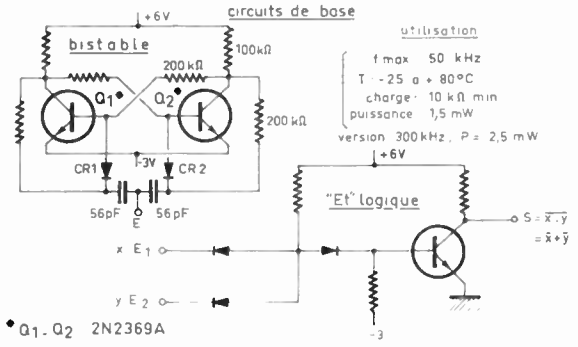


FIG. 1. — Circuits logiques de base, à faible consommation.

Le bistable est du type dit *lent* ($f_{max} = 50$ kHz et consomme 1 mW).

Le circuit à diode est un circuit « Et » classique.

Cette technique est appliquée aussi souvent que possible, mais on se trouve très vite limité par les constantes de temps dues aux capacités de câblage. On peut remarquer que l'électronique à faible consommation se heurte aux mêmes obstacles que l'électronique ultra-rapide.

La situation est la même à 100 kHz avec 100 kΩ d'impédance, qu'à 100 MHz avec 100 Ω, pour les fronts positifs, en logique positive (les constantes de temps maximales acceptables étant de l'ordre de 1 μs et 1 ns respectivement).

En réalité, la situation est presque plus défavorable. En effet, nous sommes amenés à utiliser des transistors rapides à bord des satellites, en raison de leur meilleure tenue aux radiations. Par suite, les fronts négatifs obtenus ne suivent pas la même loi d'augmentation que les fronts positifs. Les couplages capacitifs entre circuits ont des effets plus importants sur des impédances élevées.

Il faut également remarquer qu'il existe toujours des parasites rapides dans un satellite, et ces deux considérations nous amènent à parler de l'immunité au bruit des circuits logiques.

Dans le cas typique d'un bistable, les parasites collectés sur les résistances de collecteur ou de base augmentent avec ces résistances, et la marge de blocage $V_{BE} - V_{CE}$ peut devenir insuffisante. Il faut alors inclure des résistances de polarisation permettant de porter la marge à 1,2 ou 1,5 V (fig 2).

De même, dans les circuits logiques « Et » et « Ou », on est amené à créer des seuils supplémentaires grâce à des diodes en série dans les bases ou les émetteurs.

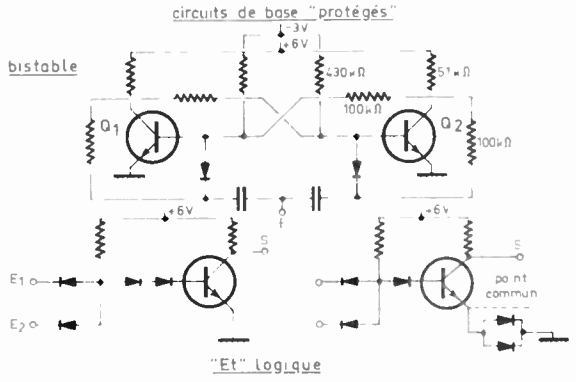


FIG. 2. — Circuits logiques à faible consommation, protégés

Dans la même optique d'augmentation des impédances, signalons l'utilisation des transistors à effet de champ FET ou MOS FET, caractérisés par de hautes impédances d'entrée sur leurs commandes. Ils sont pratiquement généralisés dans les commutateurs analogiques.

Pour mémoire, rappelons que l'étude électronique recherche constamment le meilleur rendement. En particulier, les étages émetteur-asservi sont très rares, les courants base sont « récupérés » (Darlington, par exemple) et l'on tient toujours compte du facteur de forme des signaux à passer, afin de minimiser la consommation moyenne.

4. Utilisation d'alimentations pulsées

Grâce aux seuils que l'on arrive à introduire, la méthode précédente s'applique bien aux circuits logiques lents.

Par contre, elle est inapplicable aux circuits logiques rapides et surtout aux circuits analogiques (rapport signal/bruit inacceptable). On est donc amené à réduire la consommation moyenne de ces circuits, sans diminuer la consommation instantanée, donc en « pulsant » les alimentations.

En ce qui concerne les circuits logiques, le compromis adopté est le suivant :

— les *bistables* devant être alimentés en permanence (compteurs rapides), le sont à partir de tensions réduites, c'est-à-dire en général 3 V au lieu de 6 à 9 V (fig 3). Le gain en puissance est donc de 4 environ.

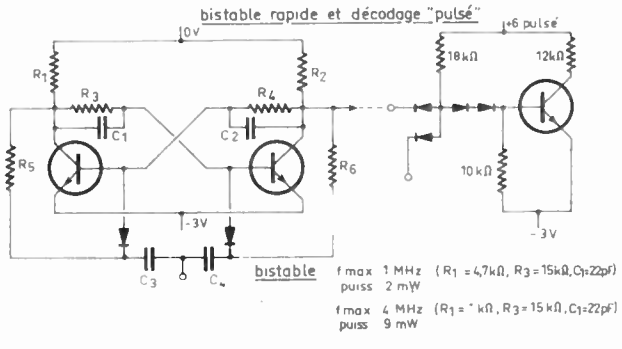


FIG. 3. — Bistable rapide et logique à alimentation pulsée.

Les niveaux logiques sont rétablis, grâce à des inverseurs eux-mêmes alimentés en pulsé, par les ordres les plus lents des décodages envisagés.

— les *circuits logiques* eux-mêmes sont alimentés en pulsé par des ordres communs, correspondant également aux ordres les plus lents des décodages envisagés. Le rendement est donc maximal et le bistable représenté figure 3 a une consommation de 2 mW, avec une fréquence maximale de 1 MHz.

— pour les *circuits analogiques* et les circuits logiques associés, il est facile de pulser les alimentations de chaque ensemble. C'est ainsi que le convertisseur analogique-numérique de ESRO 2 est alimenté pendant seulement 140 μs, à chaque mot analogique. La figure 4 représente l'alimentation pulsée du codeur ESRO 2. La puissance nécessaire instantanée est de 600 mW et la puissance moyenne de 1/50 mW.

5. Logique à transistors complémentaires

Il est difficile de généraliser ce type de logique, qui serait cependant très intéressant du point de vue consommation.

En effet, lorsque l'on utilise des composants discrets, le volume alloué aux ensembles de télémesure devient vite critique, d'autant plus que, pour obtenir une fiabilité totale équivalente, il faut introduire des redondances.

En circuits intégrés, il existe des séries intéressantes, mais ayant été développées surtout pour accroître la rapidité des circuits. Pour les fréquences de télémesure envisagées, ces circuits sont trop rapides. Il est cependant probable que les études nouvelles leur feront une large part.

La solution des transistors complémentaires est cependant utilisée dans des cas particuliers où elle est irremplaçable. C'est le cas des circuits d'interface, pour lesquels le contractant principal demande naturellement des impédances de source et des temps de commutation faibles, ainsi qu'une bonne protection contre les surcharges ou courts-circuits.

La figure 5 représente un circuit de sortie type du codeur de télémesure D 2. Les temps de commutation sont inférieurs à 2 μs. L'impédance de source est de 1 kΩ.

La consommation de l'étage correspond uniquement à la puissance dissipée dans la charge extérieure, et par conséquent est minimale.

Les diverses solutions utilisées ont toutes des inconvénients et ne peuvent être généralisées.

Comme nous l'avons vu, la diminution des consommations élémentaires s'accompagne, en général,

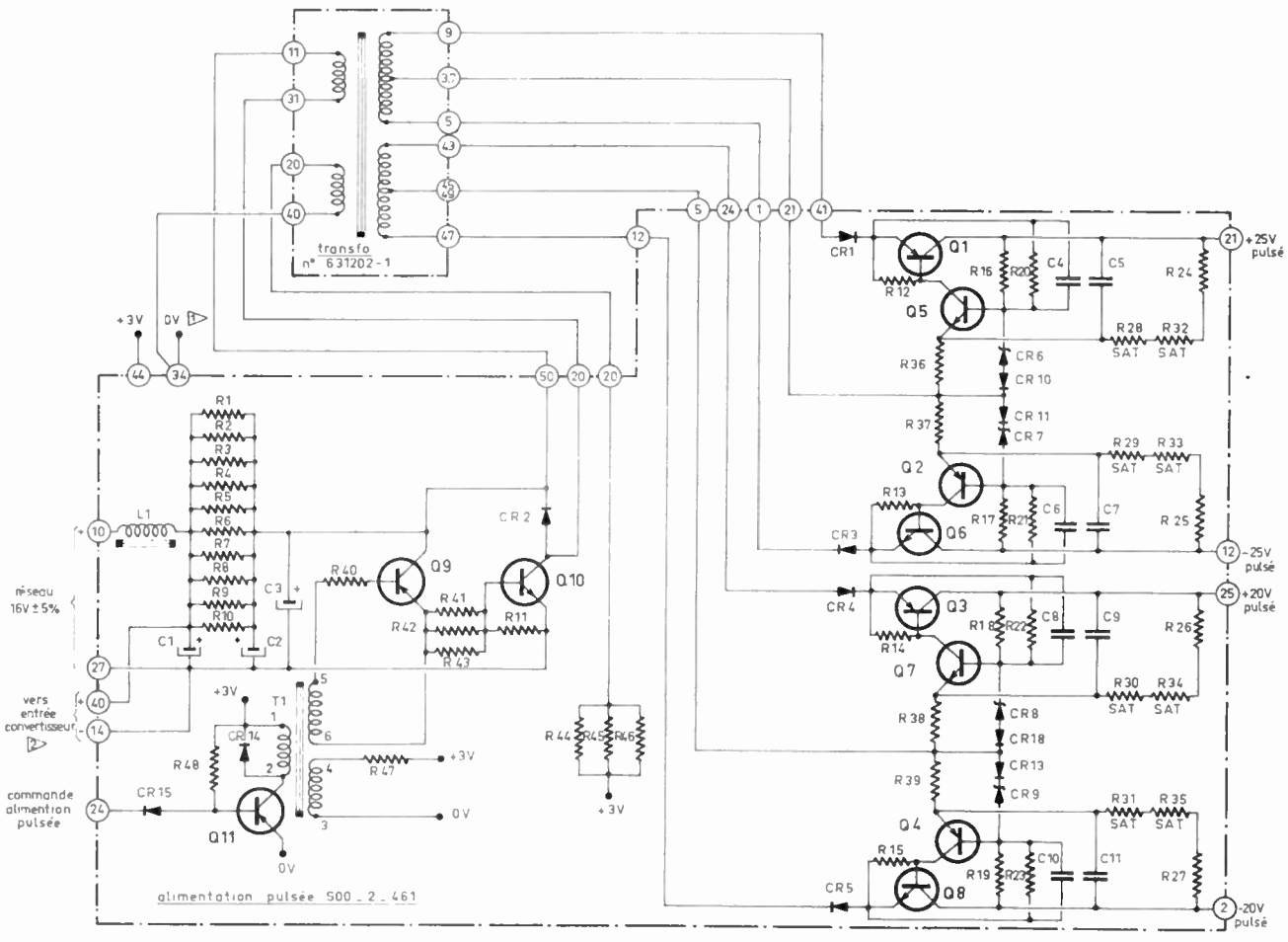


FIG. 4. — Alimentation pulsée type ESRO 2.

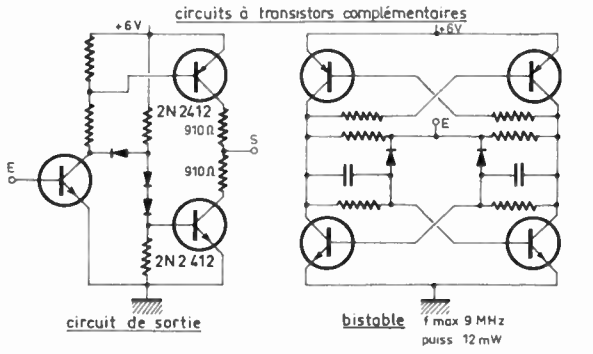


FIG. 5. — Circuit de sortie et bistable à transistors complémentaires.

d'une diminution de l'immunité au bruit. On ne peut y remédier que par l'utilisation de filtres supplémentaires, sur certaines entrées de la télémesure ou sur les alimentations, de réseaux de polarisation, ou de diodes de seuil, c'est-à-dire par une augmentation du nombre de composants.

Ceci est également vrai pour la logique à tranistors complémentaires.

La logique à alimentation pulsée va également dans ce sens, quoique moins rapidement.

Enfin, la technique d'alimentation pulsée pour des sous-ensembles importants impose un filtrage destiné à régulariser la consommation vue de l'extérieur, afin de limiter les appels de courant sur le réseau satellite. Ce filtrage implique en général une self et capacités de forte valeur, assez volumineuses, lourdes. De plus, la fiabilité de ces composants est primordiale pour l'ensemble et, par conséquent, le prix de revient — du transformateur en particulier — est très élevé.

En ce qui concerne les électroniques à circuits intégrés, nous avons choisi pour le codeur D 2 et les nouvelles études une série DTL haute fiabilité, raisonnablement rapide, possédant une immunité au bruit convenable. C'est, de plus, l'une des séries les plus sobres du marché :

4 mW pour un bistable J.K à 2 MHz

1 mW pour une porte « NAND »

On se trouve donc nettement au-dessus des possibilités des circuits à composants discrets.

Heureusement, la logique DTL se prête bien à l'utilisation d'alimentations pulsées pour les décodages.

Nous étudions également la possiblité d'alimenter en pulsé certains bistables des chaînes de comptage, mais, là encore, apparaît la nécessité d'adjoindre un certain nombre de capacités et de diodes qui, sauf emploi de circuits hybrides, font perdre l'avantage en volume apporté par les circuits intégrés.

6. Conclusion

En conclusion, constatons qu'avec les limitations sévères en volume et poids, la consommation est ce qui freine le plus l'utilisation des techniques bénéfiques, de redondances de circuits.

Un « Quad » apporte, par rapport au circuit conventionnel, un facteur 60 à 80 en fiabilité, mais également un facteur 3 à 4 en consommation.

Par conséquent, même si, comme cela semble être le cas, la puissance disponible à bord des satellites augmente avec les progrès des cellules solaires et des batteries, les circuits à faible consommation garderont leur intérêt, en permettant indirectement d'améliorer la fiabilité des systèmes.

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURE A FAIBLE CONSOMMATION

PAR

J.L. LAVOISARD

Ingénieur
à la Société Anonyme de Télécommunications

1. Généralités

Les équipements de télémesure destinés aux véhicules spatiaux et, en particulier, aux satellites de recherche scientifique doivent consommer aussi peu d'énergie que possible. Or ces équipements qui ont pour rôle non seulement le multiplexage et la transmission des informations scientifiques mais aussi la surveillance du fonctionnement des matériels de servitude et la mesure des conditions d'environnement, sont le plus souvent très complexes. Assez fréquemment en effet, on demande à l'équipement de télémesure, en plus des fonctions précédentes, de servir d'horloge de bord au satellite et de piloter certaines expériences scientifiques.

Pour des satellites tels que D2 - ESRO I ou HEOS A, le nombre de voies analogiques est compris entre 60 et 80, le nombre de voies numériques série ou parallèle est de 40 à 60 et l'équipement délivre pour des usages divers une cinquantaine de signaux différents (signaux d'adresses, de décalage et de synchronisation).

Aussi le soin apporté à maintenir la consommation à un niveau faible est-il l'une des deux contraintes principales (la seconde étant la recherche de la fiabilité) qui dominent l'étude d'un équipement de télémesure pour utilisation spatiale.

Cet objectif peut être atteint de deux manières différentes qui tiennent compte d'une particularité des informations à transmettre : leur lenteur relative. En effet, dans la plupart des cas, les informations transmises en permanence ont un spectre utile qui ne s'étend guère au delà de quelques centaines de hertz et si certaines données doivent être transmises à un rythme élevé, elles sont acheminées soit par un second équipement de télémesure mis en fonctionnement par télécommande aux instants utiles, soit à l'aide du même équipement dont le rythme de travail est modifié (télémesure à format adaptable).

La première solution au problème de la réduction de la consommation est l'utilisation de circuits de base à faible consommation tels que : matrice de décodage à transistors série, circuits logiques à transistors complémentaires qui permettent effectivement de minimaliser la consommation mais qui, par contre, ont l'inconvénient de faire usage de composants conventionnels et qui, par suite, sont volumineux, nécessitent beaucoup d'interconnexions et semblent finalement moins fiables que des circuits intégrés.

Récemment, de nouveaux types de circuits intégrés à faible consommation sont apparus qui, le plus souvent, utilisent des transistors à effet de champ associés à des résistances très élevées. De tels circuits ont déjà été utilisés pour des applications spatiales mais ils sont peu répandus et ceci entraîne actuellement un manque d'information au sujet de leur fiabilité. D'autre part, l'utilisation d'impédances élevées les rend plus sensibles aux parasites et à la diaphonie. Enfin, le plus souvent, ils sont inaptes à satisfaire aux conditions d'interface imposées (niveaux, temps de commutation, impédances).

La seconde solution, qui a été adoptée à la SAT pour les équipements de télémesure PCM destinés aux satellites scientifiques, consiste à utiliser des circuits intégrés à consommation moyenne, fonctionnant en régime d'alimentation pulsé pour la plus grande partie de l'équipement. Cette solution comporte d'ailleurs deux variantes qui peuvent être utilisées indépendamment ou conjointement, suivant les cas.

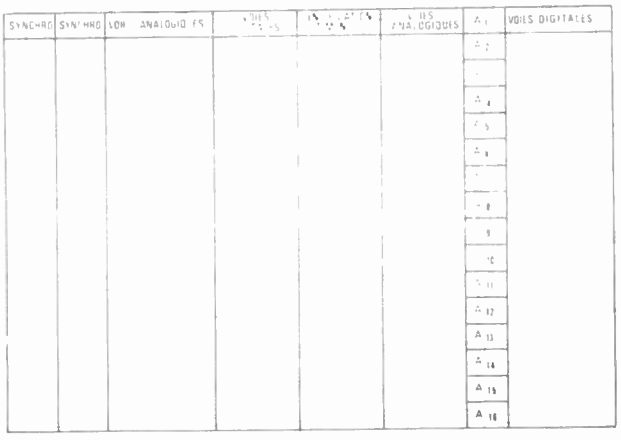


FIG. 1. — Exemple de format d'un message de télémesure.

2. Principe du fonctionnement en régime pulsé

La première possibilité de fonctionnement en régime pulsé réside dans l'exploitation rationnelle du « format » du message délivré par l'équipement de télémesure. Il résulte en effet de ce format qu'à chaque instant, un nombre très restreint de circuits sont utilisés pour le prélèvement, le multiplexage et la transmission de l'information relative à ce « mot » du message. Il est donc possible, à chaque instant, d'interrompre l'alimentation d'un grand nombre de circuits, donc de diminuer la consommation moyenne.

En pratique, on peut, par exemple, pulser l'alimentation de tous les organes relatifs à chaque type d'information :

— matrice de décodage, commutateurs, convertisseur analogique-numérique dans le cas des voies analogiques ;

— matrice de décodage, commutateurs, dans le cas des voies numériques ;

— générateur d'informations internes (mots de synchronisation, mot d'identification de séquence, heure).

Souvent, d'autre part, l'équipement comporte un grand nombre de voies sous-commutées, c'est-à-dire qu'un même mot de la séquence est affecté, à chaque séquence, au prélèvement d'une voie différente ; dans ce cas, on peut n'alimenter la partie de la matrice de décodage affectée aux voies sous-commutées que pendant la durée de ce mot.

D'autres remarques du même genre permettent de réduire considérablement la puissance moyenne consommée.

La seconde solution pour pulser le fonctionnement consiste à effectuer la plupart des opérations en un temps très court donc à un rythme digital très élevé, à mettre les informations en mémoire puis à les restituer au rythme normal.

De cette façon, les seuls organes qui restent sous tension en permanence sont l'horloge, le compteur, le registre mémoire et les circuits de sortie.

Bien entendu, cette seconde solution peut se superposer à la première dans les cas où la consommation est extrêmement critique et où l'amélioration qui en résulterait le justifie.

2.1. Avantages, inconvénients et limites de la première solution

L'avantage essentiel de cette solution est sa simplicité puisqu'elle n'exige, en fait, que l'élaboration de quelques signaux de commande supplémentaires et l'addition de quelques interrupteurs à transistors pour couper l'alimentation des circuits inutilisés à un instant donné. Remarquons, d'ailleurs, que l'alimentation pulsée des matrices de décodage permet, au choix, la simplification de ces dernières ou encore l'addition d'une certaine redondance dans l'équipement. Quant aux inconvénients de cette solution, on peut dire qu'ils sont surtout dus au gain limité qu'apporte cette solution dans un certain nombre de cas où l'on veut maintenir à un chiffre raisonnable le nombre d'alimentations pulsées différentes. Il faut cependant remarquer à ce sujet que la multiplicité des interrupteurs correspondant ne compromet pas notablement la fiabilité de l'équipement puisqu'au fur et à mesure que leur nombre augmente, la gravité de la panne entraînée par le défaut de l'un d'entre eux diminue.

2.2. Avantages, inconvénients et limites de la seconde solution

L'avantage essentiel du fonctionnement pulsé à un rythme digital très élevé est l'importance des gains réalisables.

L'intérêt de ce gain élevé réside non seulement en lui-même mais aussi en ce qu'il permet de simplifier certains circuits dont la consommation cesse d'être critique à partir du moment où le fonctionnement est pulsé. Il en est ainsi, par exemple, pour les convertisseurs d'alimentation dont le rendement devient un paramètre secondaire, ce qui permet d'apporter le maximum de soin à la rusticité et à la fiabilité de ces circuits. Pour la même raison, il devient possible d'augmenter la fréquence de travail de ces convertisseurs, ce qui permet d'éliminer les condensateurs de forte valeur (condensateurs au tantale) et de diminuer notablement l'encombrement et le poids des transformateurs utilisés.

Un autre avantage réside dans la souplesse d'utilisation du matériel dont on peut changer très facilement le rythme numérique de sortie, sans modifications importantes des circuits. Ce dernier point peut être intéressant dans le cas des équipements à rythme digital particulièrement faible car on peut alors effectuer une grande partie des contrôles, en cours de fabrication ou d'intégration, à une cadence accélérée. (Dans le cas de l'équipement de télémesure du satellite HEOS A dont le rythme normal est de 12 bits par seconde et la durée d'une sous-séquence de plus de 6 minutes, on a prévu une multiplication par 32 de la cadence de travail).

— Parmi les inconvénients de cette solution, il faut citer l'augmentation de la complexité de l'équipement dans lequel on ajoute un registre mémoire

qui n'est pas indispensable et la nécessité pour tous les équipements scientifiques de pouvoir travailler au rythme plus élevé et en régime pulsé.

— Il n'y a pratiquement pas de limite théorique à la réduction de la puissance consommée que l'on peut obtenir par ce moyen. Cependant si l'on veut utiliser des circuits intégrés à consommation moyenne, le rythme du fonctionnement pulsé se trouve limité à quelques centaines de milliers de bits par seconde, et en fait, dans la plupart des cas, on ne va pas aussi loin car il est inutile de diminuer la valeur moyenne de la partie pulsée de la consommation très en dessous de la partie permanente et inévitable.

3. Exemples d'équipements fonctionnant en régime pulsé

3.1. Maquette de télémesure spatiale réalisée sur marché d'étude CNES

C'est une télémesure PCM comportant : 58 voies analogiques, 9 entrées numériques série, 8 entrées numériques parallèles.

Le rythme est de 320 bits par seconde (7 bits d'information suivis d'un bit de contrôle de la parité constituent un mot de 8 bits).

On y emploie un fonctionnement pulsé au rythme de 50 000 bits par seconde et l'exploitation rationnelle du format se traduit par l'existence de quatre cadences de pulsation différentes :

— la cadence 1 qui correspond aux mots affectés aux voies analogiques,

— la cadence 2 qui correspond aux mots « numériques »,

— la cadence 3 qui correspond aux organes communs pulsés,

— la cadence 4 qui s'applique aux cas de 48 voies analogiques sous-commutées.

Les circuits intégrés sont alimentés à travers des interrupteurs à transistors à partir d'une source +3 volts, le codeur est alimenté par un convertisseur d'alimentation fonctionnant à 50 kHz et dont le rendement est meilleur que 60 %.

La consommation totale est de 140 milliwatts. Sans le fonctionnement pulsé elle serait de 2 500 milliwatts environ.

3.2. Télémesure du satellite ESRO 1

C'est une télémesure PCM comportant :

— 80 voies analogiques,
— 26 voies numériques série,
— 24 voies numériques tout ou rien.

Cette télémesure délivre un message continu à 320 bits par seconde et, sur ordre de télécommande, délivre en plus un message à 5 120 bits par seconde pour transmettre des informations scientifiques intéressant la zone aurorale. Les mots comportent 8 bits d'information.

Dans ce cas, la solution adoptée consiste à interrompre l'alimentation des circuits inutilisés à chaque instant, en ce qui concerne le fonctionnement à cadence rapide, et à pulser le fonctionnement au rythme de 5 120 bits par seconde pour le message à cadence lente.

Le rapport de 16 entre le rythme de codage et celui de sortie ne permet pas une économie considérable de puissance consommée mais a, par contre, l'avantage de permettre l'utilisation du même convertisseur analogique numérique fonctionnant à la même vitesse pour les données transmises ensuite à cadence lente ou élevée.

Afin de prélever le maximum de puissance sur la tension +16 volts du satellite, les consommations pulsées sont fournies par deux convertisseurs d'alimentation mis en fonctionnement ou stoppés suivant les besoins :

— l'un d'entre eux sert à alimenter tous les circuits intégrés intervenant dans la génération des signaux d'adresse, le prélèvement et le multiplexage des informations numériques à cadence lente ;

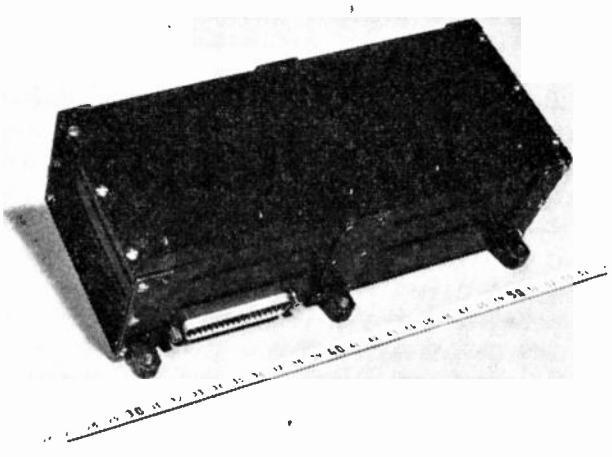


FIG. 2. — Photographie des équipements de télémesure ESRO 1.

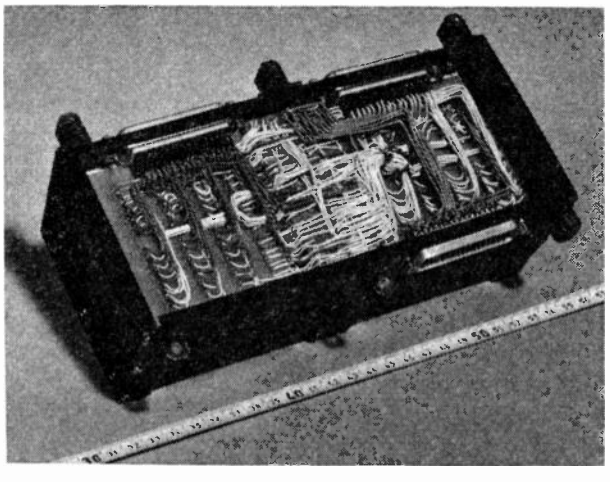


FIG. 3. — Photographie des équipements de télémesure ESRO 1.

— l'autre sert à alimenter le convertisseur analogique-numérique et la matrice de décodage des ordres de prélèvement des voies analogiques.

La consommation est de 450 milliwatts en cadence lente et 875 milliwatts en cadence rapide, elle aurait été respectivement de 3 000 et 4 000 milliwatts environ si le fonctionnement n'avait pas été pulsé.

Le poids total de l'équipement est de 3,5 kg.

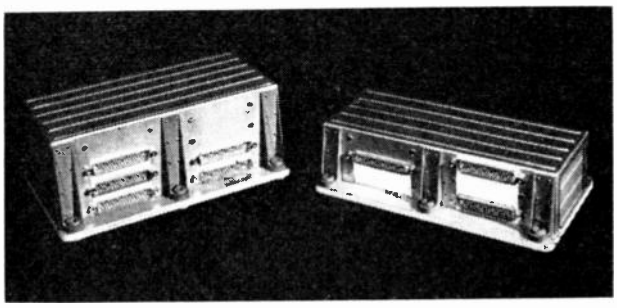


FIG. 4. — Photographie des équipements de télémesure HEOS A.

3.3. TÉLÉMESURE DU SATELLITE HEOS A

C'est une télémesure PCM comportant :

— 64 voies analogiques,
— 66 voies numériques série.

Elle délivre un message à 12 bits par seconde. Les mots comportent 8 bits d'information et la durée d'une sous-séquence est de 384 secondes, soit près de 6 minutes et demie.

Il était proposé, à l'origine, un fonctionnement pulsé au rythme de 6 144 bits par seconde qui permettait de ramener la consommation, estimée à 2 600 milliwatts, à 210 milliwatts. Cependant certains équipements scientifiques ne pouvant fonctionner au rythme requis et la réduction de la consommation n'étant pas un problème très important pour ce satellite, il fut finalement décidé de ne pulser que la partie de l'équipement relative aux voies analogiques : c'est-à-dire la matrice de décodage correspondante, les commutateurs et le convertisseur analogique-numérique. La consommation qui en résulte est de 1 200 milliwatts. Le poids de cet équipement est de 2,8 kg environ.

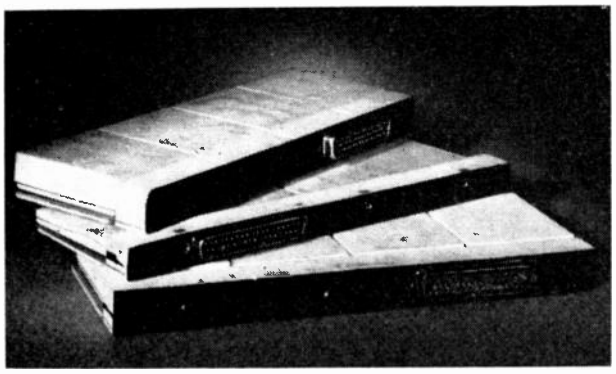


FIG. 5. — Photographie des équipements de télémesure HEOS A.

L'une des particularités de cette télémesure est la possibilité de multiplier par 32 le rythme de fonctionnement, de manière à accélérer les essais de cet équipement ou de ceux qui lui sont associés.

Il faut signaler encore qu'afin d'éviter des appels importants de courant au moment du fonctionnement pulsé, il a été prévu dans l'équipement un système d'emmagasinage de l'énergie dans un réseau redondant de condensateurs qui limite les fluctuations de consommation au cours du temps à moins de 25 % de la valeur moyenne.

DU ROLE DE L'ÉLECTRONIQUE
dans la conception, le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial

PAR

A. DAUGUET

Ingénieur E.S.E.,
Docteur ès Sciences Physiques,
Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques

1. Introduction

A titre de préambule à cet exposé et aux exposés que vont faire mes collègues de la présente session, je voudrais situer, sur le plan économique, l'importance relative de l'industrie électronique dans un programme de lanceur spatial. A cet effet, je citerai les conclusions d'un compte rendu de la Commission des Sciences Aérospatiales du Sénat Américain paru récemment :

« *Pour les « boosters »*, c'est-à-dire les lanceurs proprement dits, *la part des dépenses qui revient à l'industrie électronique est de* 40 *à* 45 % (*études et réalisations comprises*).

Pour les « spacecrafts » ou véhicules spatiaux (c'est-à-dire les satellites ou les étages propulsifs dont la mission commence à partir d'une satellisation accomplie), *ce pourcentage se situe entre* 70 *et* 75 %.

Enfin, pour les réseaux de poursuite (mais cela est sans doute moins surprenant), *le pourcentage est de* 90 % *environ* ».

Des statistiques comparables peuvent être faites en Europe, et en tous cas, sur les données du seul programme français, nos résultats recoupent parfaitement les chiffres américains.

Le pourcentage de 40 %, appliqué aux seuls lanceurs, résume donc sans commentaire l'importance de l'électronique, à laquelle seront dévolues les fonctions de système nerveux, de mémoire et de décision du lanceur.

Ces diverses fonctions vitales vous seront décrites dans les exposés qui vont suivre.

Je voudrais pour ma part insister davantage sur le rôle que joue l'électronique en dehors des organes propres du lanceur, et la part qui lui revient non seulement pendant les quelques minutes qui précèdent et que dure le tir, mais pendant la période de conception, de développement, de gestion et d'exploitation : c'est-à-dire depuis une date qui se situe environ trois à quatre années avant le tir jusqu'à une date qui se situe trois à quatre mois après le tir.

2. La phase de conception

L'apport le plus important de l'électronique à la phase de conception du lanceur est constitué, sans conteste, par l'ordinateur électronique.

Ici encore je citerai un ordre de grandeur de caractère économique : l'élaboration d'un projet détaillé de lanceur, par un bureau d'études de deux cents personnes environ, représente une dépense de calculs arithmétiques de 25 % à 30 % environ du prix total de l'étude. De plus, cette situation évolue très vite : depuis six ans, le bureau d'études auquel j'emprunte ces informations statistiques a vu accroître sa consommation d'heures de calcul au rythme exact du doublement par an, la saturation n'étant encore qu'à peine entrevue.

Les spécialistes de toutes les disciplines scientifiques qui coopèrent au programme de lanceur ne peuvent éviter de recourir aux services de l'ordinateur, la seule condition étant que leurs problèmes soient posés dans un langage particulier, qui tend d'ailleurs à devenir universel.

L'utilisation de ce langage commun n'est pas la seule marque imprimée dans les habitudes de l'ingénieur. La façon même de formuler les problèmes et d'organiser les calculs est changée. Alors que, pendant des siècles, l'ingéniosité des mathématiciens

s'était employée à rendre solubles, ou intégrables, les systèmes d'équations du physicien ou de l'ingénieur, afin d'en permettre la résolution manuelle, il n'est plus nécessaire aujourd'hui de savoir si les équations sont transcendantes ou non, ou si le nombre d'opérations élémentaires, ou de cas de calcul à considérer, est énorme.

La conception d'un lanceur est particulièrement justiciable de ce nouveau mode de travail.

En effet, toutes ses parties composent un édifice éminemment critique ; le choix de chaque paramètre — et il y en a des centaines — a dû faire l'objet d'une « optimalisation » extrêmement serrée : il n'est pas étonnant que tout calcul effectué sur l'ordinateur, pour le compte des spécialistes de la propulsion, de la résistance des matériaux, de l'aérodynamique, du pilotage, du guidage, etc., et, bien entendu, pour le financier et l'administrateur, peut se ramener le plus souvent à la recherche d'un extremum.

En citer trois revient d'ailleurs à les citer tous :

— Maximum de masse satellisée,

— Maximum de probabilité de bon fonctionnement (ou de fiabilité),

— Minimum de prix et délais.

Passons rapidement en revue les principales phases de conception du projet.

A partir des données de la mission à remplir, une première ébauche est obtenue par une extrapolation sommaire d'étages propulsifs déjà réalisés et bien connus ; on définit l' « empilement », c'est-à-dire le nombre et la nature des étages (propergol solide ou liquide), leurs masses au départ, la poussée de leurs moteurs.

La première opération vise à confirmer les performances attendues et le premier programme arithmétique, dit « programme d'optimalisation de trajectoires », est mis en route.

Ce programme a pour but de définir la trajectoire unique qui permet de placer la charge utile maximale sur l'orbite imposée. Le résultat du calcul est un programme de vol (loi d'attitude de l'engin) et une masse en orbite. Ce programme comporte une vingtaine d'équations différentielles du premier ordre, fonction d'une vingtaine de variables principales. Ces équations expriment le mouvement du centre de gravité de l'engin, soumis aux forces de propulsion d'une part, aux forces de gravité et aux forces aérodynamiques d'autre part ; un système d'équations dites « associées » impose à la trajectoire engendrée d'appartenir à une famille particulière de courbes, telle qu'à chaque instant, toute variation du programme de cap rende stationnaire la valeur de la masse mise sur orbite. Cette condition suffit à imposer la masse en orbite maximale.

Le programme existe soit à deux dimensions, pour les besoins d'un calcul rapide, soit à trois dimensions, pour des tirs « tous azimuts ».

L'intégration des équations du mouvement et du système associé se fait par itérations, avec un pas convenablement choisi. Pour obtenir une seule trajectoire, correspondant à un jeu complet de paramètres caractéristiques, il convient d'effectuer une centaine de fois cette intégration, ce qui revient à tirer « en chambre » une centaine de trajectoires.

On voit que la recherche de cette « trajectoire optimalisée », extremum unique d'une multiplicité de trajectoires possibles, n'est rien autre qu'un vaste tâtonnement, convenablement dirigé, pour atteindre une convergence aussi rapide que possible.

Mais cette opération sera elle-même répétée plusieurs milliers de fois, chaque fois que l'on remettra en cause la valeur d'un quelconque paramètre constructif de l'étage. Sur un laps de temps de 2 à 3 ans, on peut dire que l'on aura « tiré en chambre » plusieurs centaines de milliers de trajectoires.

Après ce premier calcul de performances qui confirme la « faisabilité » de la mission, le projet va changer de mains un grand nombre de fois.

Tout d'abord, l'aérodynamicien et le spécialiste de la propulsion vont, chacun de leur côté, reprendre plus finement la partie du projet qui les concerne et confirmer le budget des forces s'exerçant sur chacun des étages.

Pour le premier, un programme complexe représentera l'effet de la forme du carénage, des empennages et autres parties de la cellule sur lequel il peut encore décider. Il n'aura recours aux essais en soufflerie que bien plus tard, et à partir d'une quasi-certitude : il est inutile de rappeler le prix élevé de tels essais.

Le spécialiste de la propulsion utilisera un programme de type analogue représentant, cette fois, l'écoulement du jet dans la tuyère, les températures critiques en divers points de celle-ci. La forme du col et du divergent sera revue et le calcul confirmera la valeur de l'impulsion spécifique à chaque instant du vol.

Enfin, l'une des étapes les plus importantes de cette phase d'architecture générale du lanceur est constituée par l'étude de résistance mécanique de la structure. Il y a lieu de confirmer le choix des matériaux, de leurs épaisseurs, la forme des raidisseurs, etc., et surtout, de tenir compte des modifications profondes de la résistance de ces matériaux sous l'effet des échauffements, soit propulsifs, soit cinétiques.

Il n'est pas question pour le spécialiste des structures de se permettre de grandes marges de sécurité car tout alourdissement entraînerait l'annulation des performances. Aucune « optimalisation » n'est donc plus critique que la sienne : son programme de calculs (qui consiste à découper l'engin en fines tranches parallèles) est l'un des plus complexes et l'un de ceux pour lesquels l'absence de l'ordinateur est le plus inconcevable.

A tous les stades du projet, un retour au programme de calcul des charges de structure sera nécessaire et, notamment, lorsque l'étude du pilotage sera terminée.

Nous arrivons au point où le lanceur va être équipé de ses divers organes (où l'électronique de bord va jouer le rôle essentiel) et en premier lieu de ceux qui contrôlent le mouvement autour du centre de gravité, pour respecter le programme d'attitude imposé.

Les couples de pilotage peuvent être engendrés de diverses façons : servomoteurs actionnant les tuyères, injection de liquide dans la tuyère, déviant le jet principal, etc.

Dans un premier temps, on se borne à « dimensionner » ces organes, de telle sorte que les couples moteurs soient suffisants en regard des couples résistants (notamment aérodynamiques). Aussitôt se pose le problème de la stabilité du système asservi et, cette fois, l'outillage électronique le mieux adapté à ce problème est le calculateur analogique.

En effet, alors que l'ordinateur est bien adapté à la solution de problèmes où une haute précision est nécessaire (de l'ordre de 10^{-5}), et où la vitesse du calcul n'est pas imposée, le simulateur analogique représentera mieux les phénomènes dont la bande passante peut être large mais où la précision relative peut être limitée à 10^{-3} environ. Il permettra d'étudier l'effet de tous les « modes » de vibration de la structure, du ballottements des liquides, etc.

Il n'est pas rare d'utiliser, à cette fin, des installations comportant plusieurs centaines d'amplificateurs, plusieurs dizaines de générateurs de fonction, de multiplieurs, etc., et bien entendu des traceurs de courbes et tables de recopie.

Lorsque la simulation des étages pilotés avec le seul calculateur analogique est terminée, on en vient à la substitution progressive, à certaines boucles du simulateur, des éléments réels qu'elles représentent : en particulier, servomoteur hydraulique et gyromètre.

Par ailleurs, le modèle même de la structure que l'on avait représenté par des fonctions de transfert, est étudié « grandeur nature » sur un banc d'essais dynamiques où une structure identique à celle du lanceur est mise en vibration pour une détermination expérimentale des modes.

Toutes les différences constatées sont de nouveau introduites dans le modèle analogique qui sera constamment retouché au cours de la progression de l'étude, et aussi du développement.

Enfin, le système le plus sophistiqué est atteint avec l'étude du guidage.

Le premier stade de cette étude est l'évaluation statistique des dispersions, sans lesquelles le guidage lui-même ne serait pas nécessaire. (En effet, des « programmes en boucle ouverte » peuvent suffire, comme c'est le cas pour DIAMANT, si l'on ne requiert pas une précision très grande, encore que l'étude des dispersions est toujours nécessaire pour prédire cette précision).

Le problème consiste à évaluer les probabilités élémentaires d'imprévus sur tous les paramètres, internes ou externes, et d'en combiner les effets. La synthèse se fait en un programme arithmétique complexe, utilisant des séries de nombres aléatoires et connu sous le nom de « méthode de Monte-Carlo ».

L'ordinateur est à nouveau l'instrument de prédilection, d'autant plus que, dans un deuxième stade, il lui sera demandé de fournir les corrections au programme nominal de génération des trajectoires, face à ces événements extérieurs.

En fait, chaque angle d'attitude est assorti d'une matrice de dérivées partielles par rapport à toutes les déviations possibles, et le stockage de ces matrices est à la base de la plupart des procédés de guidage des lanceurs, c'est-à-dire de ce que l'on appelle « loi de guidage », loi qui sera mise en œuvre pendant le tir par un calculateur fonctionnant en temps réel, soit extérieur (guidage radio), soit intérieur (guidage inertiel).

Afin de confirmer ces lois de guidage, la simulation arithmétique du vol guidé est entreprise alors, obtenue par exemple en faisant « dialoguer » le vrai calculateur de guidage (qui sera utilisé pendant le tir) avec l'ordinateur chargé de représenter à la fois l'engin imparfait et le monde extérieur perturbé. Elle permet d'envisager toutes les imperfections, voire même toutes les défaillances intérieures et tous les accidents d'ordre extérieur, comme les rafales par exemple.

Mais l'étude du guidage ne s'arrête pas là ; un guidage trop parfait, peut mettre à rude épreuve le système de pilotage et compromettre sa stabilité. Pour représenter de tels problèmes, la tendance actuelle est de « marier » l'ordinateur et le simulateur analogique, qui sont couplés par un convertisseur arithmétique-analogique. On atteint alors une représentation particulièrement fine du vol du lanceur.

3. La période de développement

C'est une période de construction et d'essais partiels intensifs.

Les mêmes outils que nous avons décrits pour la période de conception continuent leur fonction durant cette période.

Les services nouveaux à mettre à l'actif de l'électronique sont de deux ordres principaux :

— les moyens d'essai et de mesure,

— les moyens de gestion.

Chez tous les industriels coopérant au projet, les bancs d'essais sont équipés de moyens de mesure et de synthèse électroniques, seuls capables d'effectuer un grand nombre de tests simultanés et de les traiter.

Une partie de ces moyens fait partie de l'outillage ordinaire de l'industriel mais, pour la plus grande partie, ils sont construits en même temps que les sous-ensembles auxquels ils seront attachés, étant reliés fonctionnellement à ces sous-ensembles à tous les stades des essais et jusqu'à l'heure même de la

mise à feu. C'est ce qu'on appelle l' « appareillage moniteur » ou la « console de mise en œuvre ».

Alors que les calculatrices électroniques servant pendant la phase de conception sont, le plus souvent, universelles, les consoles sont des unités spécialisées qui suivront chaque sous-ensemble dans tous ses déplacements. Pendant le tir, ces mêmes consoles, servies par un agent chargé de leur surveillance, seront reliées à une machine de synthèse qui sera, soit une calculatrice spécialisée de contrôle automatique avant tir, soit — et cela est une tendance générale — par un nouvel ordinateur qui, lui, est attaché au champ de tir.

Seule cette procédure permettra le traitement simultané dans les dernières secondes, de quelques milliers de mesures, et aussi d'envoyer à tous les organes du lanceur les centaines de stimuli qui permettent de les mettre à l'épreuve. La philosophie de ces contrôles est évidente : on augmente dans des proportions considérables, la probabilité de bon fonctionnement en vol si, d'avance, on élimine tous les cas qui se sont révélés défavorables avant l'instant de mise à feu. De là vient l'intérêt des programmes de contrôles extrêmement riches et aussi proches que possible de l'instant de départ.

Mesure et synthèse électroniques sont à l'œuvre à tous les stades d'essais partiels, pendant la construction, pendant la qualification, pendant la réception du matériel, avant et après l'expédition, avant et après le montage dans le hall d'assemblage, avant et pendant le montage au champ de tir.

Je n'insisterai pas sur la philosophie des essais et mesures, mais dirai un mot de leur application à la fiabilité.

Cette branche moderne de la probabilité appliquée voit son plein essor pendant les phases de développement d'un lanceur. Ceci est surtout vrai pour les sous-ensembles composés d'un grand nombre de pièces élémentaires identiques entre elles (comme les calculatrices de bord) parce que l'on connaît bien leurs fiabilités élémentaires que l'on a pu déterminer en respectant la « loi des grands nombres » ; mais ceci est vrai aussi d'ensembles composés de parties dissemblables qui n'ont pas toujours pu faire l'objet de tests de durée de vie systématique et dont les fiabilités élémentaires sont seulement estimées par le calcul, ainsi que les fiabilités des liaisons entre ces parties.

La fiabilité globale possède, bien entendu, ses programmes arithmétiques propres, auxquels, après une époque de défiance, le maître d'œuvre du lanceur a de plus en plus recours.

Le mérite de ces programmes est d'être réversibles : ils permettent de reconstituer, après essais d'ensembles, certaines fiabilités élémentaires mal connues.

Ils permettent surtout d'optimaliser les marges de sécurité et les redondances nécessaires, afin que ces précautions lourdes et coûteuses soient utilisées de la façon la plus efficace.

Enfin, c'est pendant la phase de développement qu'apparaît une application nouvelle de l'électronique, celle de la gestion des programmes de lanceurs : le traitement automatique des planifications et des coûts s'est imposé, bon gré mal gré, d'une façon maintenant irréversible.

Nous avons, bien entendu, parlé de la méthode « PERT » ; les réticences du début s'expliquent assez bien : alors que la gestion d'un processus industriel de fabrication en grande série se justifiait par la bonne connaissance des données (durées des opérations élémentaires et liaisons temporelles de ces opérations entre elles), on pouvait se demande quelle serait l'efficacité d'une méthode traita d'opérations pour la plupart aléatoires et constar ment remises en cause.

Il est un fait qu'un programme PERT de lanceu — par exemple, celui du lanceur du programme eu ropéen ELDO et ses dérivés, où l'on traite 2 à 3 00(opérations élémentaires — fait apparaître un « chemin critique » éminemment fluctuant et qui, sur le diagramme représentatif, se déforme presque quotidiennement.

Ce phénomène n'est autre que la représentation visible de tous les aléas d'une entreprise où l'étude joue le rôle primordial. Le diagramme PERT constitue le moyen d'information le plus approprié. Il permet au maître d'œuvre d'apporter des soins particuliers au point le plus faible, et de disposer de synthèses aussi actuelles que les données mêmes qui lui parviennent, et dont l'importance ne se juge pas isolément.

Bien que le programme PERT soit un des plus modestes sur le plan de la consommation d'heures de calcul arithmétique, on ne conçoit pas comment ce traitement pourrait être fait autrement que par l'ordinateur.

4. La phase d'exploitation

Sans aborder les phases de préparation du tir et de lancement qui feront l'objet essentiel des exposés suivants, et dont nous avons déjà parlé à propos du contrôle avant tir, nous terminerons par la phase la plus méconnue, celle de l'exploitation, phase qui commence aussitôt après la publication des dépouillements des mesures en vol.

L'aboutissement de cette phase n'intervient pas avant trois à quatre mois, au cours desquels tout le système sera minutieusement comparé au modèle élaboré avant le tir.

Avant de décider les modifications éventuelles que devra subir le lanceur pour ses prochains essais, ou les extrapolations qui en seront faites pour les prochains programmes, il convient de rebâtir le modèle et de le rendre conforme à la réalité.

Tous les auxiliaires électroniques qui ont servi aux phases de projet et de développement, tous les programmes arithmétiques vont à nouveau fonctionner et une vaste reconstitution du vol aura lieu.

Il n'est pas toujours immédiat de remonter des effets aux causes. Mais ici encore, les méthodes itératives, les tâtonnements dirigés où l'instrument électronique excelle, donneront presque toujours l'explication des anomalies enregistrées. Souvent même,

ces anomalies seront révélatrices de troubles qui auraient pu être graves ; on y remédiera à la première occasion, même si le tir est réputé réussi.

Il faut dire que cette méthode d'exploitation intégrale du tir n'est en rien différente des processus utilisés lors des essais partiels antérieurs, que ces essais soient faits au sol, ou eux-mêmes en vol.

5. Conclusion

Peu d'entreprises mettent à contribution une diversité de disciplines aussi grande que la construction d'un lanceur spatial. Il est remarquable que l'électronique, qui met à la disposition de ces disciplines un outillage commun qui leur est désormais indispensable, joue en même temps le rôle d'un ciment qui assure leur cohésion.

Dans l'industrie des lanceurs comme dans bien d'autres industries, l'électronique imprime profondément son langage, ses méthodes, et l'habitude nouvelle de substituer au travail sur modèles réels, le travail sur modèles mathématiques. En cela, elle contribue à cette tendance générale qui consiste à transférer vers le bureau d'études, une part plus grande des tâches de « mise au point » qui revenaient autrefois à l'atelier ou au laboratoire.

L'ÉLECTRONIQUE DANS UN LANCEUR SPATIAL CONDITIONS D'AMBIANCE CHOIX ET UTILISATION DES COMPOSANTS

PAR

D. NEVEU-LEMAIRE

Chef du Département Diamant
S.E.R.E.B.

1. Place de l'Électronique dans un lanceur spatial

L'utilisation heureuse de l'électronique dans un lanceur spatial résulte d'un certain nombre de précautions de la part des constructeurs. Mon exposé se limitera au cas des lanceurs spatiaux et traitera des conditions d'utilisation et, par conséquent, des conditions de fabrication des équipements de bord.

Cependant, en guise d'introduction, je voudrais montrer pourquoi l'électronique occupe une si grande place dans l'équipement des engins. Ecartons, tout d'abord, le cas des équipements radioélectriques qui sont, dans l'ensemble, bien évidemment, des équipement électroniques : chaîne de télémesures, récepteur de télécommande, répondeur de trajectographie, et abordons le cas des chaînes fonctionnelles : guidage, pilotage, circuits séquentiels et pyrotechniques. Dans ces chaînes, les fonctions de puissance, comme par exemple la mise en mouvement des tuyères des propulseurs, ne sont pas remplies par l'électronique mais par des systèmes électromécaniques, hydrauliques ou pneumatiques. Par contre, les fonctions de commande sont généralement remplies par des ensembles électroniques : calculateurs de guidage, élaborateurs d'ordres de pilotage, asservissement des centrales inertielles, programmeurs de précision, convertisseurs statiques, etc.

Cependant l'électronique n'est pas la solution universelle pour toutes les fonctions de commande, l'expérience montre que, pour l'élaboration d'un ordre simple, une solution mécanique peut conduire à une réalisation plus légère et plus économique. Dès que l'élaboration des ordres est plus complexe, la solution électronique est seule utilisée.

Je vais donner quelques exemples pour éclairer ces idées. L'affichage et la conservation fidèle d'une position angulaire sont facilement obtenus par un potentiomètre ou par un selsyn. Dans le lanceur DIAMANT, on avait à afficher avec précision une position angulaire qui représentait l'assiette du lanceur et qui devait évoluer suivant une loi rigoureuse, en fonction du temps. La solution mécanique nous conduisait à une réalisation légère, inférieure à 3 kg, précise au 1/10 de degré environ, ce qui était largement suffisant, et très économique.

La solution électronique conduisait à un poids presque double, à une précision qui pouvait être meilleure, mais pas nécessaire dans le cas présent, et à un prix dix fois supérieur. De la même façon, pour remplir la fonction simple de commutation à 900 points/seconde dans la chaîne de télémesure, deux solutions de commutateurs étaient en présence : un commutateur mécanique et un commutateur électronique. Les qualités de ces appareils, dans notre cas, étaient équivalentes, mais le commutateur mécanique était trois fois plus léger, les prix étaient dans un même rapport.

Mais revenons aux équipements électroniques. Ils doivent être insensibles aux parasites électriques qui cheminent dans les câblages de la case d'équipements et ne pas dériver sous l'effet des variations de température ou de tension d'alimentation. Ces systèmes électriques comprennent donc des circuits spécialisés d'alimentation et de protection qui les alourdissent et qui pénalisent les plus simples

On peut résumer les caractéristiques comparées des solutions électroniques et des solutions mécaniques (au sens large) en disant que les équipements mécaniques se rencontrent pour les organes de puis-

sance et pour les organes de commande où on élabore des lois très simples et où une très grande précision n'est pas exigée : dans ce cas, on dispose d'un système peu coûteux, fidèle, insensible aux parasites et permettant un isolement électrique total entre plusieurs circuits (c'est une des raisons pour lesquelles les relais électromagnétiques sont tant utilisés sur les engins) ; par contre, les équipements électroniques sont utilisés pour l'élaboration des lois et des fonctions logiques plus complexes ou pour obtenir une précision aussi grande que l'on veut. C'est pourquoi les lanceurs spatiaux, devenant de plus en plus perfectionnés, l'électronique y occupera une place sans cesse plus importante.

2. Conditions particulières d'utilisation

Dans quelles conditions particulières sont utilisés les équipements électroniques des lanceurs spatiaux ? L'équipement doit d'abord supporter l'ambiance qui précède le tir, puis celle qui correspond aux phases propulsées et aux phases balistiques : état d'apesanteur.

Avant le tir, les conditions d'ambiance dépendent du lieu de lancement : bord de mer, désert. Ses caractéristiques climatiques doivent, par conséquent, être fixées aux constructeurs des équipements. Comme ces conditions d'utilisation ne permettent pas de faire une distinction entre les équipements de bord et les équipements sol, nous n'insisterons pas davantage.

Au cours du vol, les équipements de bord subissent diverses contraintes dont la plus sévère provient des vibrations mécaniques transmises par la structure. Les autres contraintes sont dues à l'accélération, dans une certaine mesure aux vibrations acoustiques, aux chocs, aux variations de température, au vide de plus en plus poussé. Si les niveaux sont faciles à évaluer pour les accélérations, les températures et le vide, il n'en est pas de même pour les vibrations et les chocs, mal connus à la source et dont le niveau varie énormément avec l'emplacement considéré.

2.1. Vibrations mécaniques

Les vibrations mécaniques ont pour origines, d'une part le fonctionnement des moteurs, d'autre part, la formation de la couche limite qui excite les structures externes. Elles ont une durée de quelques minutes correspondant aux phases propulsées et à la traversée de l'atmosphère. Au moment où il a fallu définir, en France, les niveaux des vibrations mécaniques pour les premiers équipements spatiaux, on ne disposait pas de résultats expérimentaux de tirs au banc ou en vol et les structures des fusées n'étaient pas encore fabriquées. On a dû fixer des niveaux forfaitaires, à partir de données trouvées à l'étranger et en admettant de vérifier, a posteriori, ces niveaux lors des premiers tirs d'engins.

On a fixé des niveaux pour les équipements considérés individuellement et pour les ensembles comme, par exemple, une case d'équipements. Ils diffèrent d'un facteur correspondant au coefficient d'amplification maximal admis pour la résonance de la fixation de l'équipement. Ces niveaux, qui représentent l'enveloppe de ce que l'on pouvait rencontrer, ont les valeurs suivantes pour le lance-satellite Diamant.

Pour les équipements : vibrations linéaires sinusoïdales de :

5 à	20 Hz :	± 5	mm d'amplitude
20 à	50 Hz :	± 8	g crête
50 à	100 Hz :	± 10	g crête
100 à	1 000 Hz :	± 15	g crête
1 000 à	2 000 Hz :	± 20	g crête

le balayage en fréquence est logarithmique, il dure 10 mn de 5 à 50 Hz, puis 20 mn de 50 à 2 000 Hz sur chacun des trois axes.

Pour les ensembles : tels qu'une case d'équipements, les niveaux sont environ quatre fois plus faibles suivant l'axe longitudinal et dix fois plus faibles selon un axe transversal.

En fait, les vibrations en vol sont diverses et on peut admettre que les résonances sont très nombreuses d'où la notion de vibration complexe qui a été introduite dans les essais de qualification. Les niveaux forfaitaires utilisés pour le lance-satellite Diamant sont les suivants :

Pour les équipements : vibrations linéaires complexes : densité d'accélération 0,07 g^2/Hz, soit 12 g efficaces dans la bande 20 à 2 000 Hz, durée 3 mn par axe. Pour les ensembles : 0,07 g^2/Hz, soit 12 g efficaces de 20 à 2 000 Hz, selon l'axe longitudinal et 0,02 g^2/Hz, soit 6,3 g efficaces de 20 à 2 000 Hz, selon un axe transversal, durée 3 mn par axe.

Ces niveaux forfaitaires sont finalement intéressants, car ils ont été appliqués à la plupart des fusées construites en France et on a pu vérifier qu'ils étaient, dans tous les cas, supérieurs aux niveaux mesurés en vol. On a pu mettre au point tous les équipements pour ces niveaux sans rencontrer de difficulté insurmontable. On a ainsi une normalisation des essais en vibration.

Cependant, pour certains équipements de télémesures, susceptibles d'être ajoutés sur une fusée entre deux essais et, par suite, de ne pas être intégrés selon le processus habituel, les niveaux de qualification en vibration sont quelquefois supérieurs aux niveaux indiqués précédemment.

2.2. Accélérations

L'accélération résulte soit de la poussée des moteurs, soit de la force centrifuge lorsqu'on utilise une stabilisation par rotation. Dans le premier cas, elle est longitudinale et appliquée quelques minutes, dans le second cas, elle est transversale et peut subsister très longtemps. Dans le cas du lance-satellite Diamant, sa valeur maximale, due à la propulsion des premiers étages, est de l'ordre de 10 g et de 40 g pour le dernier étage. Les accélérations centrifuges qui dépendent de l'éloignement de l'équipement par rapport à l'axe de la fusée et de la vitesse de rotation, peuvent atteindre 40 g sur Diamant.

2.3. Vibrations acoustiques

Les vibrations acoustiques ont d'abord pour origine la propulsion et se transmettent par l'air jusqu'à Mach 1. Elles ont ensuite comme origine la couche limite qui excite les structures, mais elles ne sont alors plus différentes des vibrations mécaniques. Leur niveau croît jusqu'à Mach 1 puis décroît. Elles ne sont généralement pas gênantes pour les équipements embarqués et ont fait rarement l'objet de qualifications.

2.4. Chocs

Des chocs de toutes natures se produisent au cours du vol : séparations d'étages, mise à feu d'étages, explosions de boulons et de vérins pyrotechniques, etc. Ces chocs sont transmis, plus ou moins amortis aux équipements. Comme pour les vibrations mécaniques, un niveau forfaitaire a été fixé. Pour le lance-satellite Diamant, on a choisi 30 g, 10 ms.

2.5. Variations de température

Les variations de température qui affectent les équipements d'un lanceur ont pour origine l'arrêt de la ventilation, au moment du largage du cordon ombilical, qui leur assurait un équilibre thermique. A partir de ce moment-là, les équipements peuvent s'échauffer par le rayonnement ou la conduction de la structure externe soumise à l'échauffement cinétique, ou bien encore être refroidis par le voisinage de réservoirs cryogéniques, ou encore être soumis au rayonnement solaire. Ils s'échauffent aussi sous l'effet de l'énergie électrique qu'ils consomment. En raison de leur inertie calorifique, leur échauffement est limité à une dizaine de degrés au cours des quelques minutes de vol.

Dans le cas particulier d'une case d'équipements de dernier étage, dont la durée d'utilisation peut correspondre à quelques orbites, les problèmes thermiques sont plus délicats et on ne peut plus compter sur la seule inertie calorifique pour limiter les variations de température.

2.6. Vide

Le vide s'établit progressivement au cours du vol et si la case d'équipements n'est pas étanche, il s'étend à l'intérieur, mais avec un retard sensible.

A 50 km d'altitude la pression extérieure est de 1 torr.

A 90 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-3} torr.

A 450 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-8} torr.

A 700 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-9} torr.

Le vide peut être dangereux pour le fonctionnement d'équipements haute fréquence en raison des risques d'amorçage dans une certaine plage de pression qui est obligatoirement traversée par le lanceur : Loi de Paschen.

2.7. Poids et encombrement

Les autres conditions particulières relatives aux équipements de lanceurs spatiaux concernent le poids et l'encombrement. Sur les lanceurs légers, type Diamant, lorsque le diamètre de la case d'équipements est inférieur à un mètre, la place disponible est limitée et toute augmentation du volume des équipements réagit directement sur celui de la case, donc sur sa longueur et, par suite, sur son poids : 10 kg supplémentaires sur la case Diamant réduit de 1 kg la masse satellisable. D'où l'effort en poids et en encombrement qui avait été demandé aux constructeurs des équipements Diamant. Pour les fusées de plus gros diamètre, ces considérations ne sont plus valables pour les cases interétages, mais si, sur un lanceur évolué, le dernier étage est piloté ou même guidé, le poids d'équipements de la case du dernier étage est directement équivalent au poids satellisé et tout kilo gagné sur les équipements représente un kilo de plus à satelliser.

3. Moyens d'essais et de simulation des conditions d'ambiance

Les simulations des conditions d'ambiance représentent une phase importante dans la mise au point des équipements des lanceurs.

3.1. Vibrations mécaniques

Les vibrations mécaniques sont créées à l'aide d'excitateurs électromagnétiques susceptibles de transmettre aussi bien des vibrations sinusoïdales que des vibrations complexes dans la gamme 5 à 2 000 Hz. Leur capacité peut être très importante et on trouve maintenant, en France, des excitateurs de 125 000 Newton permettant des vibrations sinusoïdales de 20 g crête avec une masse de 700 kg : cette masse comprend l'ensemble à essayer, son support et l'équipage mobile de l'excitateur. Avec le même excitateur et la même charge, on peut obtenir 20 g efficaces ou 60 g crête en vibrations complexes. Le principe de l'excitateur est analogue à celui du haut-parleur : une bobine, supportant l'ensemble à vibrer, est parcourue par un courant variable. Elle se déplace dans un champ continu créé par le courant continu d'une bobine fixe. Le courant variable provient d'un amplificateur basse fréquence de grande puissance commandé par un générateur de signaux.

Ces installations existent dans les laboratoires spécialisés, mais de nombreux constructeurs d'équipements possèdent leurs propres excitateurs adaptés à leurs besoins.

3.2. Accélérations

Les accélérations sont produites par des centrifugeuses : bras tournant, supportant l'équipement à essayer. On trouve des centrifugeuses de toutes les dimensions. Un problème délicat est la transmission entre l'équipement et le matériel de contrôle des mesures à bas niveaux qui doivent passer par des contacts tournants. Si on arrive facilement

à obtenir la valeur de l'accélération souhaitée, les temps de montée en accélération dépendent de la centrifugeuse et ne sont réglables que dans certaines limites.

3.3. Chocs

Les chocs sont produits par des machines à chocs, constituées généralement d'un plateau sur lequel on fixe l'équipement. Ce plateau, guidé verticalement, tombe sur un matériau particulier : sable, plomb, néoprène, nid d'abeille d'alliage léger, qui donne au choc une forme, une durée et une intensité bien définies : chocs en dent de scie, en sinusoïde, en forme de créneau, etc.

3.4. Température

Les essais en température sont réalisés dans des étuves. Mais, dans ce domaine, les essais d'équipements de lanceurs spatiaux n'ont pas posé de problèmes nouveaux.

3.5. Vide

Le vide est simulé dans des chambres à vide. On en trouve de toutes dimensions mais, pour obtenir un vide poussé dans des conditions économiques raisonnables, on a recours à des chambres de faible volume, suffisantes pour les essais d'équipements. Nous avons vu qu'à 450 km, le vide est de 10^{-8} torr et à 700 km, 10^{-9} torr : c'est ce qu'on appelle l'ultra-vide, c'est dire qu'il est difficile à obtenir. Les chambres à 10^{-5} torr sont courantes. Celles qui permettent d'aller au-delà de 10^{-6} torr sont plus rares et doivent posséder, en plus des pompes mécaniques et à diffusion d'huile, une circulation et un piège à azote liquide. Les matériaux à essayer ne doivent pas dégazer et il faut plusieurs heures pour obtenir 10^{-8} torr. L'évolution de la pression au cours du vol ne peut être simulée. Dans un essai au vide, il faut prendre garde à l'échauffement des équipements à essayer qui doivent évacuer les calories dues à leur fonctionnement par conduction et rayonnement.

3.6. Essais combinés

Il existe évidemment des installations de simulation d'ambiance beaucoup plus compliquées, comme par exemple celles où l'on fait des essais combinés. Citons, par exemple, le cas des vibrations au chaud ou au froid, ou encore les essais de vibrations en présence d'une accélération. Ce dernier essai a été utilisé pour étudier le comportement en vibrations d'un accéléromètre destiné à détecter une décroissance de l'accélération (fin de propulsion d'un étage). Il a été réalisé en installant un excitateur sur une centrifugeuse. On a trouvé que le seuil de déclenchement, par rapport à la valeur mesurée sans vibration, était 15 % plus élevé pour un niveau de vibrations transversales de 5 g à la fréquence critique de l'accéléromètre. Sur un accéléromètre de même type utilisé sur le Diamant n° 1, on a constaté en vol une valeur de seuil 15 à 20 % plus élevée que celle mesurée en laboratoire sans vibration.

4. Mesures à prendre dans la construction et l'utilisation d'un équipement électronique pour lanceur spatial

Dans la dernière partie de cet exposé, que nous abordons maintenant, je vais tenter de rassembler un certain nombre d'idées, résultant de l'expérience des uns et des autres et qui peuvent conduire à dégager quelques règles pratiques pour la réalisation des équipements et leur installation à bord d'un lanceur.

4.1. Protection contre les perturbations électriques

Il faut une conception adaptée aux conditions d'utilisation. On doit prévoir des dispositifs destinés à protéger les circuits électriques contre les surtensions parasites qui circulent autour des équipements dans le câblage de la fusée : ces surtensions sont dues à la self-induction des organes électromécaniques. D'autres parasites ont pour origine les circuits fonctionnant en impulsion. Les ensembles numériques sont particulièrement sensibles à tous ces parasites.

On doit aussi prévoir des circuits adaptateurs pour les contrôles qui vont vers l'installation sol ou vers la chaîne de télémesure. Ces circuits adaptateurs auront pour rôle de protéger l'équipement contre des court-circuits externes ou des mises en parallèle d'impédances parasites.

4.2. Choix des composants

Le choix des composants résulte de la technologie choisie pour l'équipement. Si le constructeur a opté pour la soudure électrique, il utilisera des pièces détachées prévues pour cet usage. Il faut utiliser des composants connus pour supporter des contraintes mécaniques sévères, même si elles ne coïncident pas avec les contraintes que nous avons vues précédemment. Si le constructeur des composants indique des conditions de vibrations, on choisira le type de composant dont les conditions de vibrations sont plus sévères que celles imposées pour l'équipement, car celui-ci sera vraisemblablement le siège de surtensions mécaniques. Enfin, on peut rencontrer des lots défectueux, il est donc nécessaire d'opérer des prélèvements pour vérifier la qualité des composants livrés.

4.3. Utilisation des composants

Si le choix des composants est très important, la façon de les intégrer dans un équipement l'est encore plus. On évite de laisser supporter aux composants des contraintes mécaniques, pour cela on utilise la technique de l'enrobage pour réaliser des petits modules interchangeables ou pour noyer les circuits d'une platine d'interconnexion. Toutes les connexions doivent être fixées. Les substances d'enrobage sont très diverses, certaines très dures et très légères (de densité 0,1), d'autres plus molles et plus lourdes. Leur choix dépend de leur utilisation.

Pour permettre le dépannage en cours de mise au point, on utilise souvent des modules enfichables ; dans ce cas, la réalisation des contacts a une

importance capitale, surtout lorsqu'il s'agit d'un ensemble numérique et il est bon de doubler les contacts toutes les fois où cela est possible.

Les soudures font aussi l'objet des plus grands soins : il faut éviter qu'une soudure lâche au cours des essais d'ambiance. Avec la soudure électrique, on obtient des résultats remarquables à condition de régler très fréquemment les machines et d'essayer, avant leur emploi, les soudures témoins faites après réglage.

Les conditions de fixation mécanique des modules sont importantes, on peut, à ce sujet, citer le cas d'un type de relais électromagnétique qui, suivant l'emplacement et l'orientation de ses pattes de fixation, supportait bien ou mal les conditions de vibrations. Sa tenue a été nettement améliorée après l'avoir enrobé d'araldite. Il faut connaître les fréquences propres des composants mécaniques utilisés, car on peut, dans certains cas, être amené à leur prévoir une suspension à l'intérieur même de l'équipement.

Si on doit réaliser une partie mécanique, il faut savoir qu'un équilibrage très soigné des pièces en mouvements peut diminuer considérablement l'influence de l'accélération et des vibrations. Il faut penser aux frottements qui peuvent être augmentés sous l'effet de l'accélération et par conséquent prévoir des moteurs à couples plus importants.

4.4. Installation des équipements a bord

Il faut maintenant s'assurer qu'un équipement, réalisé avec soin et qualifié avec succès, n'ait pas à supporter des contraintes supérieures à ses spécifications, lorsqu'il sera installé à sa place dans la fusée. Les vibrations mécaniques représentent un des points délicats. Il est fréquent de rencontrer, lors des premiers essais en vibrations de structure de case d'équipements, des coefficients d'amplification de plusieurs dizaines à certaines fréquences.

Le constructeur de la case d'équipements doit s'efforcer de diminuer les surtensions de sa structure aux points où doivent être fixés les équipements. Il peut y arriver en la modifiant, mais cela peut ne pas suffire, il faut alors mettre au point une suspension de l'équipement dont la fréquence de résonance sera éloignée de celle de la structure au point de fixation.

Une bonne suspension a un coefficient d'amplification inférieur à quatre, pour sa fréquence de résonance, et amortit les autres fréquences.

Faisons remarquer, cependant, que l'accélération en vol, modifie les caractéristiques des suspensions en les raidissant et, de manière plus générale, modifie les différentes résonances trouvées en laboratoire.

SÉLECTION UNITAIRE DE COMPOSANTS A USAGE SPATIAL POUR LE SATELLITE D2

PAR

H. BENBADIS et H. ELJARRAT

Texas Instruments France,
Villeneuve-Loubet

1. Introduction

En matière de fiabilité pour les applications de semiconducteurs, on peut situer deux extrêmes : d'une part les équipements utilisant un grand nombre de composants — 10 000 à 50 000 — accessibles à la maintenance et pour lesquelles une panne, tout en étant une gêne, ne constitue pas une catastrophe ; d'autre part, les équipements utilisant relativement peu de composants — de 1 000 à quelques milliers — inaccessibles à la réparation et dont une panne est un désastre.

Pour les équipements du premier type, la gestion de leur fiabilité nécessite simplement des données statistiques sur les composants (taux de défaillance, loi de fiabilité...).

Dans les utilisations du type spatial auxquelles est destinée la seconde catégorie d'équipement, la connaissance statistique des populations de composants employés ne suffit pas. Le nombre de composants étant petit, il importe peu de savoir que ces composants proviennent d'une population à taux de défaillance très faible si l'équipement comporte précisément la pièce sur 1 million, qui contient une défaillance potentielle.

La nécessité d'une sélection unitaire apparaît tout naturellement. Dans cette sélection unitaire, dont le but est d'extraire d'une population donnée les composants qui auraient donné lieu à des défaillances précoces, on se propose donc, après avoir identifié chaque composant, d'exercer sur des fractions de population normales des contraintes destinées à éliminer les plus « faibles » mais à ne pas fragiliser les autres. Le choix de ces contraintes et de leur intensité nécessite une connaissance approfondie des mécanismes de défaillance dans les composants. Cet exposé est limité aux semiconducteurs mais les figures 1 et 2 peuvent s'appliquer à toute production de composants.

La production de dispositifs standards schématisée sur la figure 1 est maintenue dans les normes de qualité par l'intermédiaire du « Contrôle du Proces-

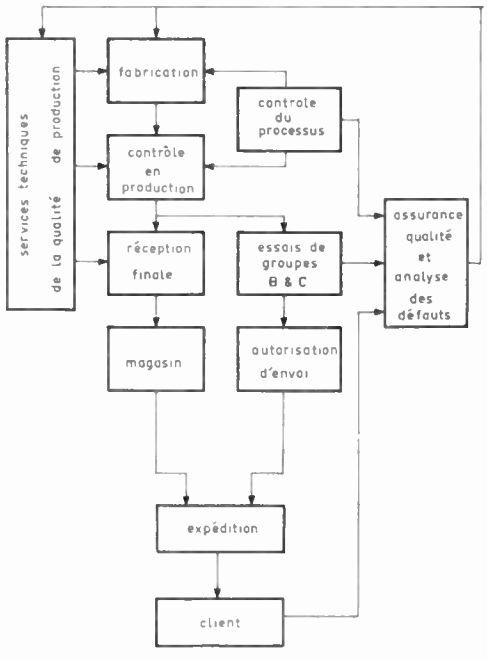


FIG. 1. — Plan de production pour les dispositifs standards

sus », sur la base des spécifications édictées par les services techniques de la Production et de la Qualité. Les expéditions sont conditionnées par la réception finale (Groupe A) et par les essais hebdomadaires statistiques de fiabilité. (Groupes B et C). Les résultats des analyses de défauts sont utilisés systématiquement à corriger et améliorer les méthodes de fabrication.

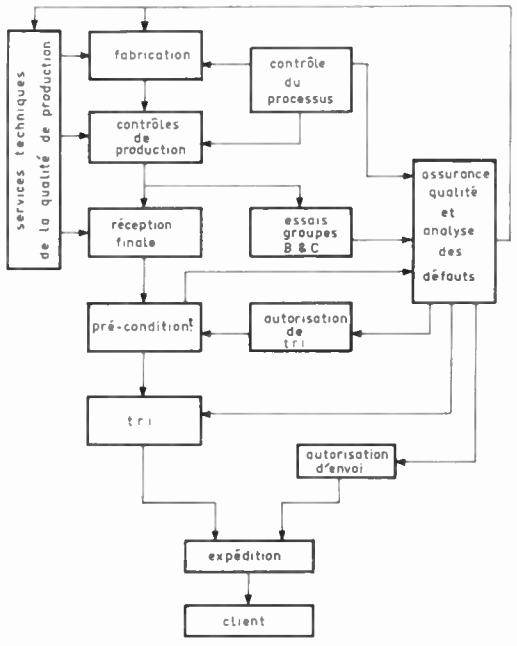


FIG. 2. — Plan de production pour dispositifs à fiabilité spatiale.

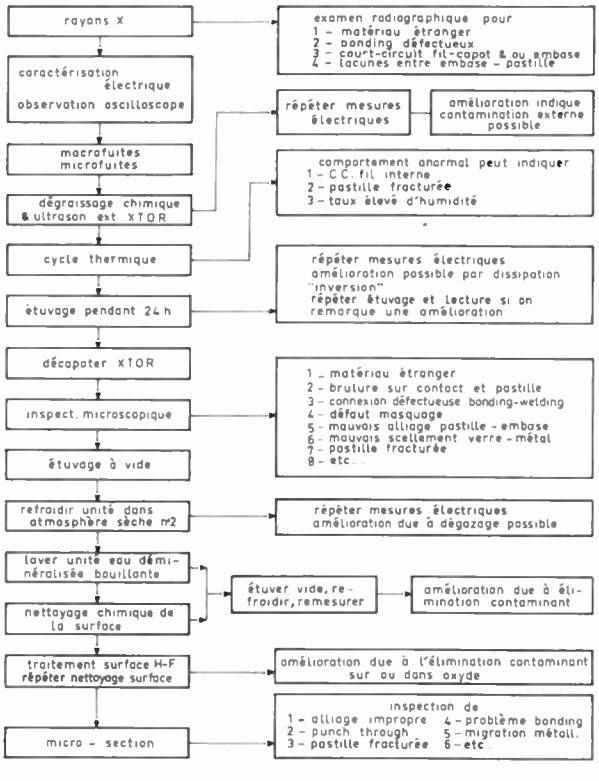


FIG. 3. — Procédure d'analyse des défauts.

La production de dispositifs à « Fiabilité Spatiale » représentée en figure 2 est organisée de façon que le tri unitaire et l'autorisation d'envoi soient dirigés et formulés par le Service Fiabilité, dont fait partie le Laboratoire d'Analyse des défauts.

2. L'analyse de défaillances

La figure 3 décrit d'une façon détaillée la procédure d'analyse des défauts [8]. Cette procédure qui est le fruit de tatonnements multiples aboutit actuellement à l'identification des causes physiques de défauts dans plus de 90 % des cas. L'exploitation des résultats d'analyse nous a permis de répartir les causes de défauts en grandes catégories ainsi qu'il est indiqué sur la figure 4. Le tableau 1 détaille un peu plus ces principaux modes de défaillance.

TABLEAU I

PRINCIPAUX MODES DE DÉFAILLANCE

A — *Dégradation surface pastille*
1. Inversion
2. Absorption gaz
3. Contamination ionique
4. Passivation impropre.

B — *Dégradation volume pastille*
1. Fractures
2. Imperfections jonctions
3. Migrations métalliques.

C — *Soudures — Masque*
1. Fissures dans le bonding
2. Bonding impropre sur contacts métallisés
3. Purple plague (composé défini)
4. Masque (imperfection contours, mauvais aliage)
5. Lacunes d'alliage.

D — *Assemblage*
1. Soudures connexions
2. Fil cassé.
3. Mauvaise disposition des fils (slack wire)

E — *Capotage — Contamination externe*
1. Scellement capot-embase
2. Passages verre-métal
3. Contamination surface externe
4. Matériau étranger dans le capot.

Cette procédure d'analyse est en constante évolution et d'autres causes de défauts, actuellement noyées dans la catégorie « divers », apparaîtront dans des publications futures du Laboratoire de Recherche de Fiabilité.

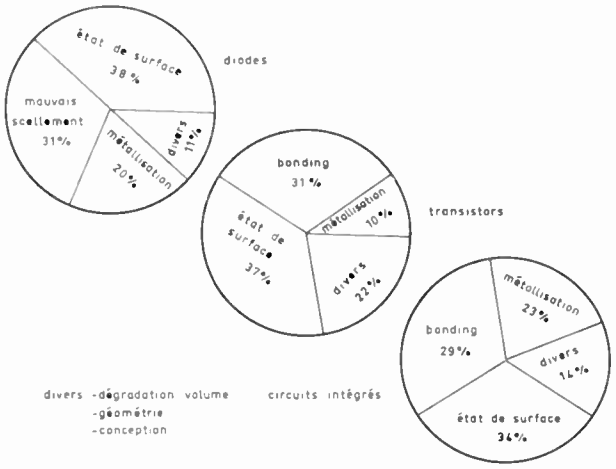


FIG. 4. — Répartition des causes de défaillances.

3. Le processus de sélection

Des ingénieurs et techniciens formés dans ce laboratoire ont constitué, depuis juin 1965, la Section Spatiale qui reste attachée au Service Fiabilité. La connaissance des modes de défaillances a ainsi permis, avec l'assistance de la section Composants du CENTRE NATIONAL DES ETUDES SPATIALES, la mise au point d'essais de contraintes thermomécaniques et électriques, aptes à mettre en évidence, de manière anticipée, les défauts potentiels des semiconducteurs.

La figure 5 résume le processus de sélection dont l'application est la suivante :

A partir d'un lot extrait d'une population standard, on applique, dans un ordre bien défini, les contraintes décrites et on effectue les opérations indiquées en éliminant, à chaque étape, des pièces qui n'ont pas supporté cette contrainte. Le terme « supporté » doit être entendu dans la limite de critères définis précisément à la lumière de la connaissance des mécanismes de défauts.

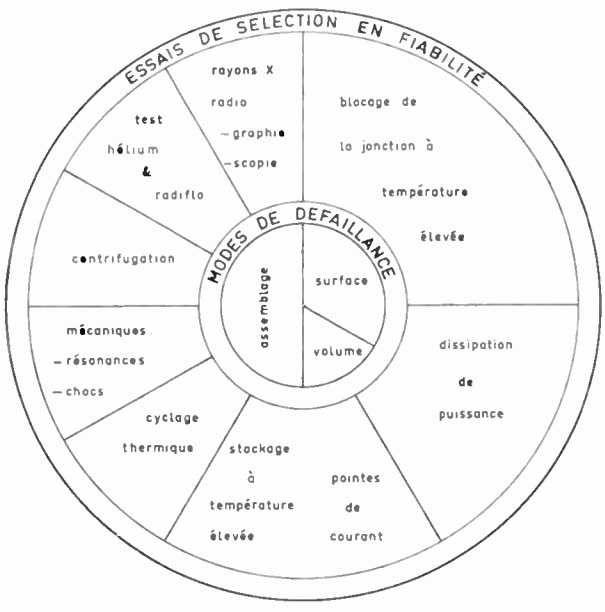


FIG. 5. — La sélection.

On notera que chaque pièce du lot traité est suivie individuellement, de sorte que les dispositifs retenus après la sélection ont chacun un dossier propre, en outre, les dispositifs éliminés font l'objet d'analyses destinées à enrichir le « Dictionnaire des Défauts » constamment tenu à jour.

On trouvera en Annexe quelques considérations détaillant la figure 5 sur le choix de certains essais en fonction des types de défauts.

Cette succession d'éliminations serait seulement négative, si comme indiqué au tableau II, un examen critique ne venait se superposer à ces opérations systématiques.

TABLEAU II

COMMENT DISCERNER LES BONNES PIECES

En mesurant :

— Les courants inverses

— Le bruit

— Les paramètres directs.

En observant :

— Les caractéristiques électriques à l'oscilloscope et en suivant leur évolution statistique.

En exerçant :

— L'esprit critique de l'analyse des défaillances.

4. Validité

Le bon sens ordinaire permettrait de juger que le processus de sélection qui vient d'être décrit, produit des composants dont le comportement doit être plus fiable que les composants non triés.

Sans entrer dans le détail trop long et compliqué des études qui ont été faites pour vérifier la validité et le bénéfice tiré de la sélection unitaire en fiabilité, nous en résumerons quelques étapes :

1° Etude statistique (fig. 6). La population obtenue par sélection a bien une structure et un comportement homogènes et l'examen des distributions laisse penser que le risque de rencontrer des pièces parasites est négligeable. Les distributions de paramètres établies aux diverses étapes de la sélection et après élimination des pièces reconnues inaptes, présentent un caractère gaussien. Il importe de s'assurer que les décalages constatés ne masquent pas des évolutions erratiques pour certaines pièces, d'un extrême à l'autre de l'étendue. Le coefficient de corrélation calculé $\rho = 0{,}96$ apporte une confirmation très positive à cet égard.

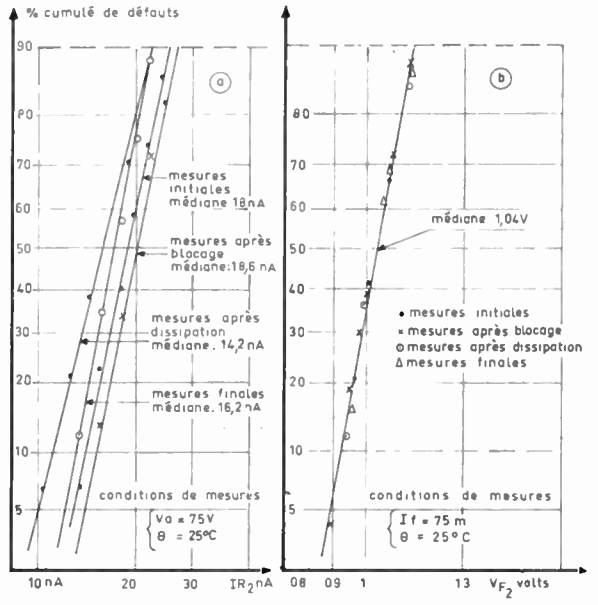
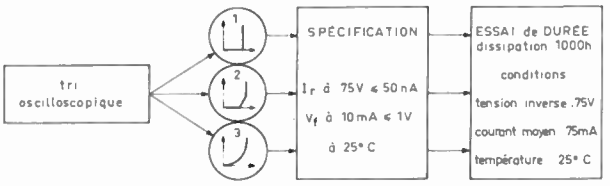


FIG. 6. — Validité du processus de sélection. Evolution statique des paramètres.

2° La figure 7 indique l'efficacité du tri à l'observation oscilloscopique des caratéristiques inverses.



forme de la caractéristique	DISSIPATION 0 h	168 h	250 h	500 h	1000 h	nombre d'heures cumulées	taux de défaillance
1 caractéristique "pointue"	0	0	2	0	0	98336	$2,03\ 10^{-5}$
2 caractéristique "cassée"	0	2	0	0	0	63000	$3,17\ 10^{-5}$
3 caractéristique "arrondie"	0	8	8	5	2	43694	$52\ 10^{-5}$

FIG. 7. — Influence de la forme de la caractéristique inverse.

Trois lots de diodes IN 914 ont été constitués à l'examen des caractéristiques inverses suivant les classes 1, 2 et 3 indiquées sur la figure 7. Les trois lots ont subi l'essai d'endurance aux conditions limites. Le rapport des λ expérimentaux entre les classes à caractéristique arrondie (soft knee) et à caractéristique pointue (sharp knee), environ 25, illustre la validité de ce critère de sélection.

Il convient cependant de ne pas interpréter à la lettre l'exemple cité, certaines anomalies notées sur les caractéristiques inverses sont connues physiquement et n'affectent pas la fiabilité des composants.

La figure 8, due à l'amabilité du CENTRE D'ETUDES NUCLÉAIRES de Saclay représentant les diagrammes de dispersion après irradiation au ^{60}Co de deux lots, l'un sélectionné suivant des caractéristiques inverses pointues, et l'autre standard, montre le comportement plus corrélé des composants sélectionnés.

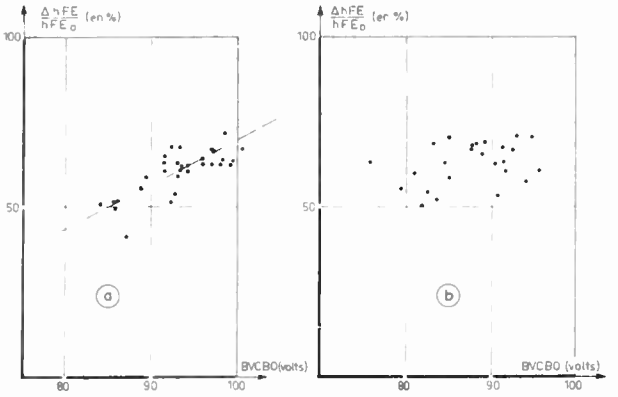


FIG. 8. — Transistors 2N2221

a) Tension de claquage collecteur base « bonnes » ;

b) Tension de claquage collecteur base « mauvaises ».

3° Etude comparative d'un lot de composants sélectionnés et d'un lot de composants ordinaires aux essais accélérés (Step Stress). La figure 9 décrit la mise en œuvre des essais destinés à la prédiction du taux de défaillance.

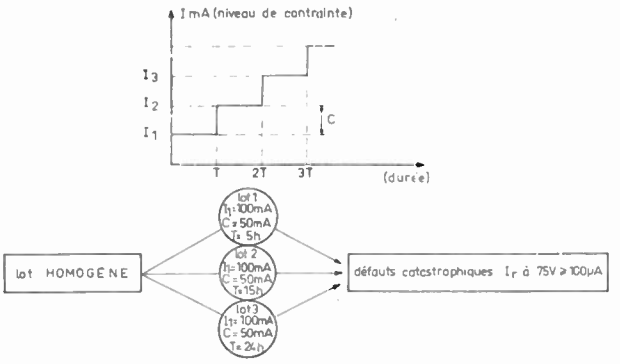


FIG. 9. — Mise en œuvre des essais sous contraintes échelonnées. Conditions de fonctionnement en redressement des diodes 1N914 (Température 25 °C. Tension Inverse 75 V. Courant Moyen 75 μA.

Des échelons de courant redressé de 50 mA ont été adoptés à partir d'un premier niveau à 100 mA. (Le courant limite normalement spécifié pour ce type de diode est 75 mA). Les opérations ont été conduites en parallèle sur trois lots standards et trois lots issus de sélection unitaire en fiabilité (composants destinés au CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES pour D2).

La durée de l'échelon de contrainte pour chaque paire de lots était de 5 h, 15 h et 24 h.

La figure 10 représente, en distribution cumulée type droite d'Henry, la courbe d'apparition des défauts suivant les niveaux et les durées de contrainte,

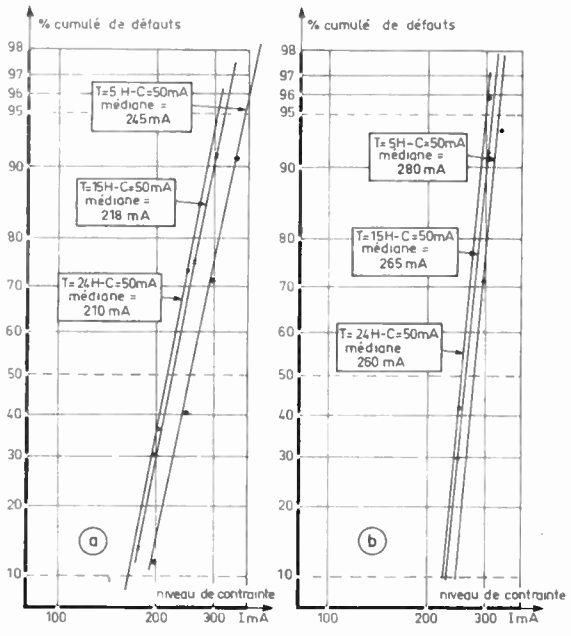


FIG. 10. — Résultats des essais sous contraintes échelonnées. I. Distributions cumulées d'apparition des défauts catastrophiques.
a) Diodes « production normale » ;
b) Diodes « haute fiabilité » D_2. Cahier des charges : CNES.

le critère de défaut adopté étant : I_R à 75 V $\geqslant$ 100 μ A.

Enfin la figure 11 donne la droite de prédiction de fiabilité pour chacune des catégories de diodes.

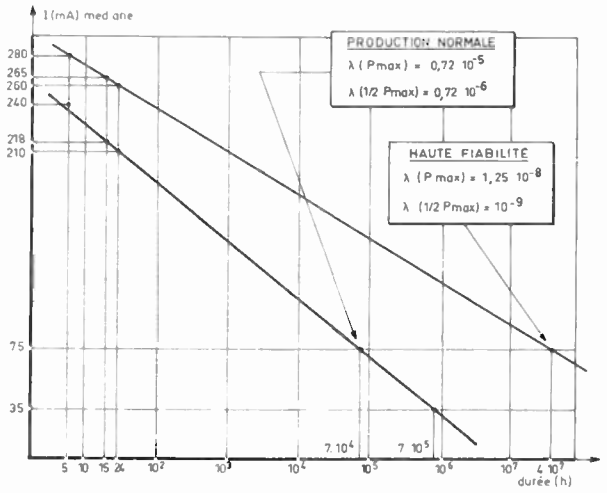


FIG. 11. — Résultats des essais sous contraintes échelonnées. II. Détermination du taux de défaillance.

Ces droites sont établies en partant des courbes de la figure 10 à un taux de survie de 50 % (tout autre taux de survie aurait donné les mêmes résultats, vu le caractère Log. normal des relevés de la figure 10).

On voit que, au niveau Pmax c'est-à-dire 75 mA, le rapport des λ obtenus par extrapolation est d'environ 1 000. Il est vraisemblable que le gain en fiabilité obtenu par la sélection unitaire décrite ci-dessus se situera entre 100 et 1 000.

5. Perspectives d'avenir

Ainsi qu'il a été dit précédemment, le processus décrit est en évolution constante tant pour s'adapter aux technologies nouvelles que pour déterminer des méthodes plus fines et plus efficaces de sélection. Citons parmi ces nouvelles méthodes :

— Des nouveaux essais mécaniques de percussion et de résonances, actuellement en études au Laboratoire de Recherches de Fiabilité de TEXAS INSTRUMENTS FRANCE.

— Une étude détaillée de la corrélation entre le facteur de bruit et les états de surface, dont la publication est en cours de préparation. La figure 12 montre la valeur de la mesure du facteur de bruit comme moyen de diagnostic [11].

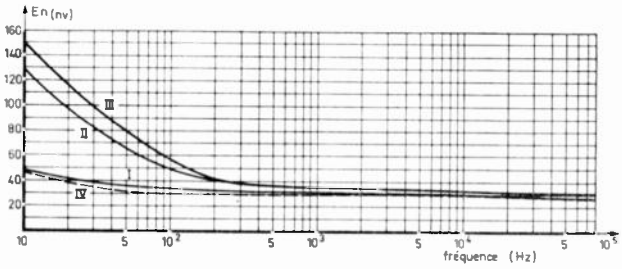


FIG. 12. — Validité des processus de sélection. Essai : blocage - Stockage - Mesure - Bruit.

- Caractéristique en f (fréquence) à 0 h
  — Le transistor ne présente pas *d'inversion* de couche (I_{cBo} = 0,7 nA).
  — La réponse en fréquence est *indépendante* de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbe I).
- Caractéristique en f (fréquence) à 144 h.
  — Le transistor présente une *inversion* de couche (I_{cBo} = 28 nA).
  — La réponse en fréquence *dépend* de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbes II. V_{cb} = 5 V) III. V_{cb} = 10 V.
- Caractéristique f (fréquence) après 24 h d'étuvage à 200 °C.
  — Le transistor ne présente plus *d'inversion* de couche (I_{cbo} = 0,6 nA).
  — La réponse en fréquence est *indépendante* de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbe IV).
  — Conditions de mesures. I_c = 0,2 µA, R_B = $10^3\Omega$.

— L'emploi des irradiations (Electrons, Gamma, Neutrons) comme contrainte sélective [7].

Enfin, parmi les perspectives nouvelles que nous ouvre d'étude des effets des irradiations, nous espérons aboutir non seulement à des processus nouveaux de sélection initiale, mais également à des procédés de guérison ou d'immunisation des semiconducteurs aux irradiations.

La majorité des études physiques et statistiques décrites dans cet exposé ont été faites dans le cadre du programme D2 avec l'assistance active de la « Division Satellites » du CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES à qui nous tenons ici à exprimer nos remerciements.

ANNEXE

1. Essai de blocage de la jonction à température élevée

Décrivons sommairement le phénomène d'INVERSION de couche par contamination de la surface du semiconducteur.

La figure 13 montre l'action d'une surface chargée négativement sur la densité des porteurs d'un semiconducteur de type n. Les électrons (porteurs majoritaires) sont éloignés de la surface. Il en résulte une zone de charge d'espace avec des ions cristallins positifs immobiles, qui tendent à neutraliser la charge de surface. Si la densité de cette charge de surface est relativement élevée, les trous (porteurs minoritaires) s'acheminent vers la surface pour assurer la neutralité, et une couche conductrice du type p (ou couche d'inversion) est formée à proximité de la surface. De même, des charges positives sur la surface d'un semiconducteur de type p, tendront à créer une couche d'inversion de type n.

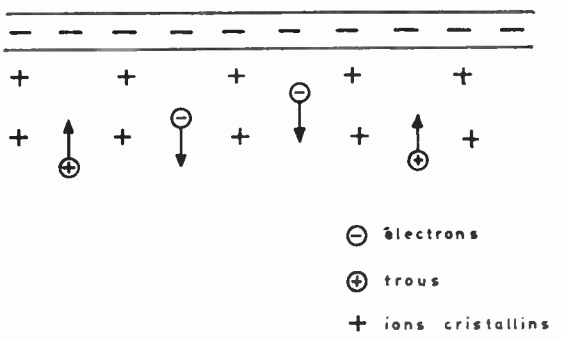


FIG. 13.

Comme nous venons de le voir, des dipôles sont créés et ont tendance à shunter la jonction, produisant ainsi de forts courants inverses.

En soumettant la pièce contaminée à une température élevée, l'énergie KT va affaiblir les dipôles et, par blocage de la jonction, le champ E ainsi établi au voisinage de la zone de charge d'espace, va orienter les dipôles permettant ainsi d'éliminer par simple mesure électrique ou inspection oscilloscopique, les pièces contaminées.

2. Essai de dissipation de puissance

Cet essai dans les conditions maximales spécifiées a pour but de mettre en évidence, grâce à l'action combinée de la température et de l'injection de porteurs à travers la zone de transition, des défauts de contact et des imperfections de volume :

— Circuit ouvert intermittent dû à l'affaiblissement des contacts internes (décelés également par un test de STOCKAGE A TEMPÉRATURE ELEVÉE suivi de POINTES DE COURANT).

— Migrations métalliques dans le volume (metal spikes).

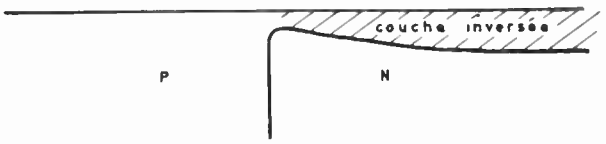


FIG. 14.

— La mauvaise dissipation thermique due à des lacunes dans la soudure pastille-embase, les points chauds, fractures, imperfections de jonction, dislocations, constituent sous l'action de la dissipation, des centres de génération-recombinaison, caractérisés par une dégradation des paramètres électriques.

L'essai de dissipation permet enfin d'accélérer également l'apparition de défauts de surface.

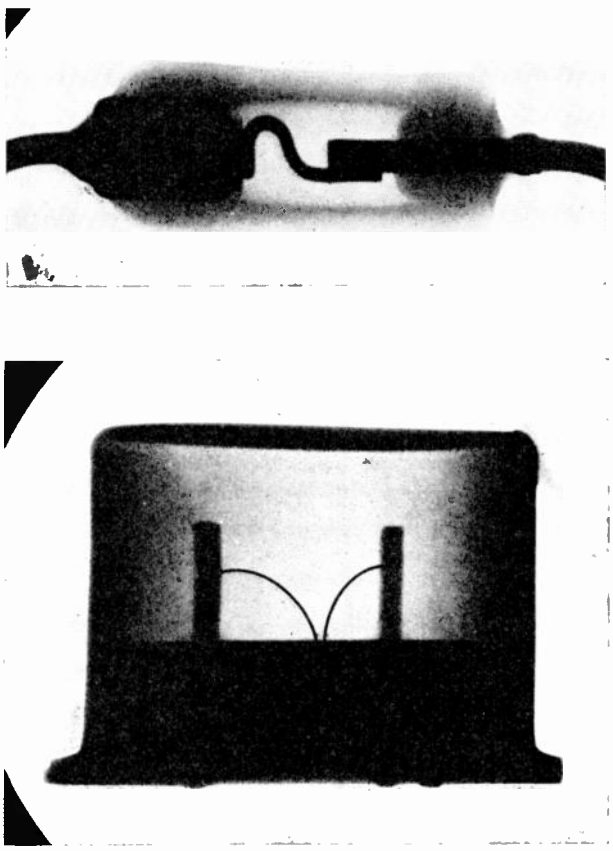


FIG. 15. — Examens radiographiques. De haut en bas : diode, transistor, circuit intégré.

3. Essais thermomécaniques-étanchéité [10]

L'expérience prouve que les essais mécaniques ou d'étanchéité sont nettement moins efficaces lorsqu'ils ne sont pas précédés d'essais thermiques tels que stockage à température élevée ou cyclages thermiques.

L'ensemble de ces tests permet de déceler, avec une efficacité certaine, les défauts d'assemblage mécanique (soudure pastille-embase, soudure connexions internes, scellement capot-embase, scellement verre-métal, etc.).

4. Examen radioscopique graphique [9]

Les rayons X se sont avérés un outil excellent permettant d'identifier et d'éliminer :

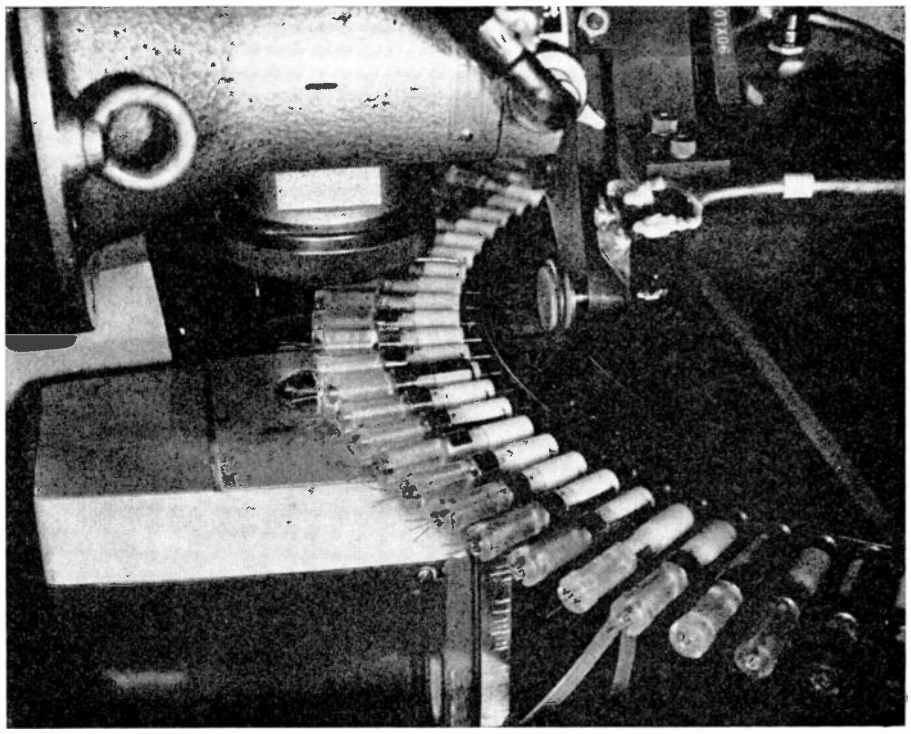


FIG. 16. — Equipement de télémanipulation sous rayons X

— *Les matériaux étrangers :* Tout matériau radiographiquement visible ne contribuant pas au fonctionnement de la pièce, toute particule étrangère à la construction normale, de dimension supérieure à 0,03 mm.

— *La géométrie interne :* Disposition inadéquate des éléments actifs qui pourraient créer des faux contacts sous l'action de contraintes mécaniques d'un niveau raisonnable.

— *L'homogénéité :* Toute pièce de construction différente de la majorité des dispositifs constituant le lot.

— *Détérioration physique :* Toute pièce présentant des traces de contraintes, écaillage, craquelure, etc.

Les figures 15 et 16 représentent, à titre d'exemple, des radiographies de composants et la partie « télémanipulation sous rayons X » de l'équipement de radioscopie.

BIBLIOGRAPHIE

[1] PORTER DAVID C. — Failure analysis of electronic parts. *IEEE Trans Reliability*, March, 1965.

[2] KINGSTON R.H. — Semiconductor surface physics, 1957, University of Pensylvania Press.

[3] GREENOUGH K. — Study of failure mechanisms at surfaces and interfaces. Oct. 1962 RADC Contract n° AF 30 (602) 2593.

[4] SKINNER S.M. and DZIMIANSKI J.W. — Non linear mechanism and stress concentrations. RADC Contract.

[5] PHILIPS R.G., ANDERSON G.P., ERICKSON R.A. — Fundamental failure mechanism studies. Physics of failure in electronics edited by F. Goldberg and J. Vacaaro 1963.

[6] ZIERDT C.H., MINUTMAN Jr. — Diagnostic techniques in semiconductor device stress response analysis. Contract n° Q 965 x 510 072.

[7] Quelques aspects particuliers du comportement de transistors au silicium à structure plane soumis au rayonnement γ du ^{60}CO. Exposé de MM. BLIN et LEBER aux Journées d'Electronique de Toulouse, mars 1967.

[8] La contribution de l'analyse des défaillances à l'amélioration de la qualité dans la fabrication de semiconducteurs. (Communication interne à publier).

[9] L'examen non destructif de dispositifs semiconducteurs aux rayons X au service de la fiabilité. (Communication interne à publier).

[10] Etude de la fiabilité des contacts internes de transistors germanium et silicium. (Communication interne à publier).

[11] Etude de la fiabilité de transistors silicium par l'analyse corrélative du bruit et des propriétés de surface. (Communication interne à publier).

[12] Etude comparative de divers essais de vieillissement sur des diodes silicium. (Communication interne à publier).

[13] Détermination théorique et expérimentale de la loi d'apparition des défauts dans les essais d'endurance des semiconducteurs. (Communication interne à publier).

SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET DE TRAITEMENT DE DONNÉES DU MODULE DE COMMANDE DU PROJET APOLLO

PAR

A. H. WULFSBERG

Spacecraft Systems Division
Collins Radio Company
Cedar Rapids, Iowa

Le projet américain APOLLO pour la pose d'un vaisseau habité sur la Lune utilise une orbite lunaire et un rendez-vous technique de deux vaisseaux spatiaux. Le module de commande est un vaisseau avec trois hommes, capable d'entrer à nouveau dans l'atmosphère terrestre après le voyage lunaire, le module lunaire est un vaisseau avec deux hommes, prévu pour se poser sur la Lune et repartir par ses propres moyens. Une troisième unité, le module de service fournit la propulsion pour les corrections d'orbite à mi-course, la mise sur orbite lunaire et le retour sur la Terre depuis l'orbite lunaire ; il reste attaché au module de commande jusqu'au retour dans l'atmosphère terrestre.

Lancé par la fusée géante SATURNE 5, à trois étages, le module de commande et le module lunaire volent ensemble vers la Lune et se placent sur une orbite lunaire. Le module lunaire qui est alors séparé du module de commande, se pose sur la Lune et, après un bref séjour, revient de lui-même vers l'orbite lunaire pour rejoindre le module de commande. Les deux astronautes de la fusée qui s'est posée sur la Lune rentrent à nouveau dans le module de commande pour le voyage de retour vers la Terre.

La seule liaison entre le module de commande et la Terre durant cette mission longue et complexe est assurée par le système de liaison téléphonique et de transmission d'informations. Les fonctions essentielles du système sont les suivantes :

Navigation. — Assurer la production de signaux de poursuite et de repérage pour déterminer la position du vaisseau spatial et sa vitesse radiale.

Voie téléphonique. — Procurer une voie téléphonique bilatérale avec les stations terriennes pendant la mission et avec le module lunaire durant sa mission.

Transmission de données. — Procurer une liaison bilatérale pour donner des ordres et effectuer des mesures avec les stations terriennes pendant la mission.

Aide pour la récupération. — Emettre en HF et en VHF des signaux de localisation et des liaisons téléphoniques durant la récupération.

En général, le système utilise les techniques hertziennes qui ont prouvé leur efficacité dans les programmes spatiaux précédents avec ou sans passagers. Les communications entre le vaisseau spatial et la Terre à proximité de la Terre et dans la phase de récupération, entre le module de commande et le module lunaire et entre les astronautes en dehors du véhicule (EVA : extra vehicular astronauts), sont assurées au moyen d'une liaison VHF à modulation d'amplitude sur 296,8 MHz et 259,7 MHz.

Les liaisons avec l'espace lointain sont assurées par le système unifié en bande S (USB) qui fournit aussi bien des signaux de poursuite et de localisation que des liaisons téléphoniques et des transmissions de données.

Le système unifié en bande S est un développement du système de trajectographie à porteuse cohérente et localisation pseudo-aléatoire étudié par la Compagnie JPL (Jet Propulsion Laboratories) et utilisé pour l'exploration de la Lune et des planètes par des vaisseaux spatiaux inhabités. La station au sol en bande S unifiée (USB) transmet au vaisseau une porteuse de 2 106,4 MHz, cette porteuse est modulée en phase par un code pseudo-aléatoire servant à la localisation, une sous-porteuse à 70 kHz transmet les données et une autre sous-porteuse à 30 kHz assure la voie téléphonique (fig. 1).

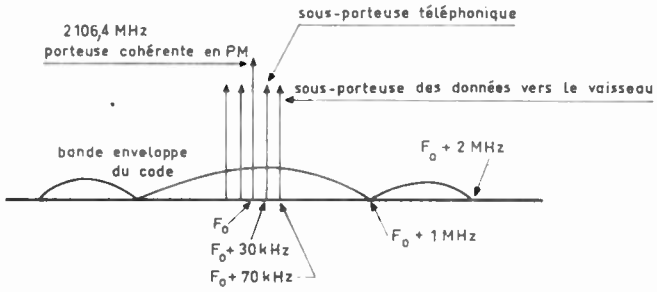


FIG. 1. — Spectre au signal du faisceau vers le vaisseau en bande S.

La durée du bit du code de localisation est de 1,01 μs, la longueur totale du code est de 5 456 682 bits, ce qui permet de localiser sur 800 000 km.

Le répéteur du vaisseau spatial utilise les techniques de la boucle de verrouillage de phase pour retransmettre une porteuse à 2 287,5 MHz qui est en cohérence de phase avec la porteuse reçue (le rapport entre les porteuses arrivant et partant du vaisseau est 221/240). Cette porteuse est modulée en phase par le code de localisation reçu, de façon à permettre une mesure précise de la distance du vaisseau spatial par les stations terriennes. Les variations de fréquence de la porteuse par effet Doppler fournissent directement la mesure de la vitesse radiale du vaisseau. Dans le trajet vaisseau spatial - Terre, cette porteuse est aussi modulée en phase sur une fréquence de 1,024 MHz pour la sous-porteuse de mesure et à 1,250 MHz pour la sous-porteuse téléphonique (fig. 2).

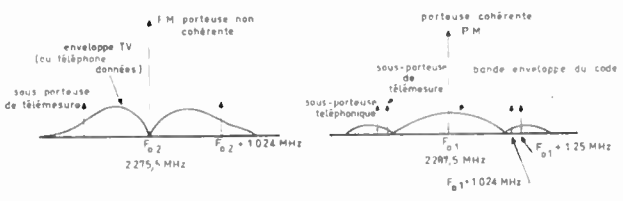


FIG. 2. — Spectre du signal du faisceau vers la terre en bande S.

Dans ce sens vaisseau spatial - Terre, une liaison séparée à porteuse non cohérente à 2 272,5 MHz existe aussi pour la transmission de TV en modulation de fréquence des données additionnelles en temps réel, ainsi que des signaux enregistrés pour des données et du téléphone.

Le système de liaison et de transmission de données est constitué par dix ensembles situés dans la partie inférieure de la baie des équipements du module de commande (figure 3). Tous les éléments utilisent la construction scellée et sont refroidis par conductivité grâce à un montage sur platines dans lesquelles circule un fluide refroidisseur. Le poids total du système est de 89 kg, la puissance moyenne consommée durant la mission lunaire est d'environ 150 W.

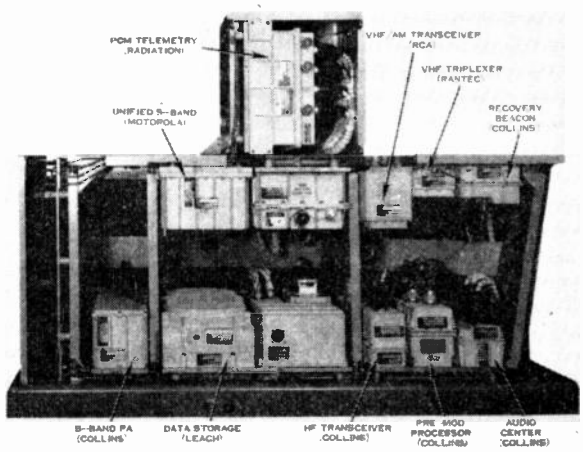


FIG. 3. — Disposition au laboratoire d'essais des ensembles de liaisons des sous-systèmes de données.

Pour simplifier l'explication du système et des fonctions des éléments de l'équipement, des diagrammes séparés sont fournis pour les circuits de guidage et de téléphone utilisés pendant la récupération (fig. 4) et pour les données et les circuits vidéo (fig. 5).

Le central téléphonique comprend des amplificateurs indépendants pour les microphones et les écouteurs, des circuits commutés par la voix, une distribution de circuits permettant à chaque astronaute une intercommunication astronautique, des sélections, des isolements, des amplifications de tous les signaux hertziens du vaisseau spatial. L'émetteur-récepteur à modulation d'amplitude en VHF comprend deux émetteurs et deux récepteurs fonctionnant à 296,8 MHz et 259,7 MHz.

La puissance de sortie de l'émetteur est de 5 W. L'émetteur-récepteur HF pour les liaisons pendant la récupération fonctionne à 10,006 MHz avec une puissance de sortie de 20 W crête en BLU et de 5 W porteuse en modulation d'amplitude compatible ou en ondes entretenues (AM et CW).

Les signaux sont traités dans un étage de prémodulation qui sert essentiellement d'aiguillage et de multiplexeur pour la voie téléphonique et le système de transmission de données. A la réception dans le vaisseau spatial, la voie téléphonique est obtenue en démodulant la sous-porteuse à 30 kHz modulée en fréquence qui est modulée en phase sur le système bande S reçu par l'émetteur-récepteur asservi (transpondeur USB).

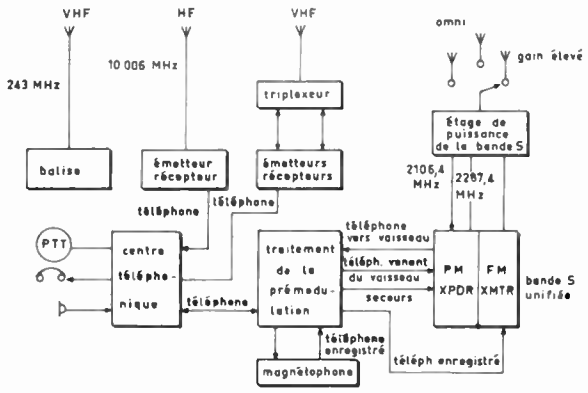


FIG. 4. — Diagramme des circuits utilisés pour le téléphone et la récupération.

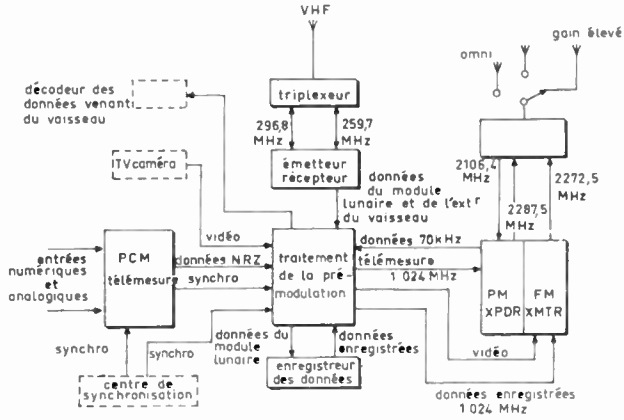


FIG. 5. — Circuits d'information et vidéo. Diagramme fonctionnel.

La voie téléphonique partant du vaisseau est transmise en modulation de fréquence par une sous-porteuse à 1,25 MHz qui est à son tour modulée en phase sur la liaison en bande S. L'amplificateur de puissance de la bande S utilise des tubes à onde progressive pour assurer une puissance de sortie de 11 W.

En plus, pour assurer des communications directes entre le module de commande et les stations terriennes, ainsi qu'entre le module lunaire et les astronautes hors des vaisseaux, le système du module de commande peut relayer le module lunaire ou les astronautes hors des vaisseaux, et peut enregistrer les communications téléphoniques et les données par l'équipement de stockage en vue de transmissions différées vers la Terre. Le module de commande sera, naturellement, sans liaison avec la Terre quand sa position sur l'orbite lunaire sera derrière la Lune.

La balise VHF de récupération est modulée en amplitude par des signaux carrés à 1 kHz, la puissance de sortie est de 3 W à 243 MHz, un système automatique permet une émission pendant 2 s suivie d'un arrêt de 3 s.

Le signal goniométrique est utilisé en vue directe pendant la récupération.

Les fonctions essentielles des circuits de données et de vidéo sont montrées figure 5. La sous-porteuse transmettant les données vers l'espace est détectée dans l'émetteur-récepteur asservi (transpondeur USB) démodulée dans l'étage de prémodulation et transmise au décodeur de données du vaisseau. Les fonctions essentielles du faisceau hertzien dirigé vers le vaisseau sont de fournir un temps de référence au module de commande des données de navigation et de procurer jusqu'à 64 commandes en temps réel.

L'équipement de télémesure modulé par impulsions codées (PCM Telemetry) reçoit et échantillonne les données analogiques et numériques venant des autres équipements du vaisseau spatial et reproduit ces données en série sur une sortie sans retour au zéro (code NRZ), sortie en PCM. Deux programmes concernant le taux et le code d'échantillonnage sont assurés. En fonctionnement normal, le débit de sortie est de 51,2 kilobits par seconde dans la forme de 6 400 mots de 8 bits, 32 bits pour l'identification de la synchronisation, et une entité d'identification de 8 bits. La télémesure a la possibilité d'admettre 365 entrées analogiques parallèles à condition que la tension d'entrée soit comprise entre 0 et 5 V, 304 entrées numériques parallèles et une entrée de mots série digitale de 40 bits. Des sorties de données avec format réduit peuvent être transmises à 1,6 kilobit par seconde avec la même puissance de sortie ou peuvent être utilisées dans l'éventualité où la distorsion des circuits les rend inadaptés pour le mode normal de transmission de la télémesure.

L'unité de télémesure reçoit des signaux de synchronisation à partir de l'équipement de synchronisation du vaisseau spatial ou bien peut opérer à partir d'un générateur d'impulsions interne. Les signaux de données NRZ et les signaux de synchronisation sont transmis à l'étage de prémodulation (Processor) pour émission directe et à l'équipement d'enregistrement.

L'équipement d'enregistrement (DSE : Data Storage Equipment) est un magnétophone à trois vitesses, capable d'enregistrer 5 canaux analogiques et des données numériques à une vitesse de 51,2 ou de 1,6 kilobits par seconde. Le DSE est opérationnel durant les diverses phases de la mission, particulièrement durant l'orbite lunaire. Cinq pistes d'un pouce de large d'un magnétophone sont utilisées pour enregistrer les données et le générateur d'impulsions ; un enregistreur à deux directions à déviation dynamique utilisant des bobines magnétiques assure la conversion des données série parallèle. Les données à 51,2 kilobits sont enregistrées et reproduites à 38 cm/s et lues à 304 cm/s. Les cinq canaux analogiques ont une réponse en fréquence comprise entre 12,5 Hz et 25 kHz, et sont partagés ainsi : trois canaux pour les enregistrements de données scientifiques, un pour le téléphone et un pour l'enregistrement des données de 1,6 kilobit échantillonnées, reçues du module lunaire via le canal VHF à modulation d'amplitude.

L'étage de prémodulation engendre une sous-porteuse à 1 024 MHz qui est modulée en biphase par le train d'impulsions transmis en temps réel, et envoyée au répéteur bande S pour transmission via

le canal modulé en phase cohérente. Les signaux de télémesure enregistrés modulent en biphase une deuxième sous-porteuse de 1 024 MHz qui est transmise par l'émetteur USB en modulation de fréquence.

La caméra de TV fournit des signaux à 10 images par seconde, 320 lignes non entrelacées par image ou 0,625 image par seconde, 1 280 lignes par image. La largeur de bande vidéo est de 500 kHz. Le signal vidéo est transmis directement par l'intermédiaire de l'étage de prémodulation (Processor) à l'équipement de la bande S pour transmission vers la Terre en modulation de fréquence.

L'étude du système de communication et de transmission de données a été fortement influencée par l'environnement physique unique d'un vaisseau habité et la nécessité de procurer la meilleure fiabilité technique logique avec d'autres paramètres du programme tel que : dimensions, poids, programme et prix. Ces paramètres du programme ont, à leur tour, été influencés par les performances et la fiabilité du système. Lors du programme initial, de grands efforts furent nécessaires pour l'établissement du poids et des dimensions exigés ; un programme réaliste fut établi qui tenait compte de la longue durée des réalisations, des essais, des approvisionnements, de la construction et du coût de l'objectif à réaliser.

Ambiance du vaisseau spatial

L'ambiance physique d'un vaisseau spatial habité est complètement différente de celle expérimentée en aviation ou des expériences au sol. Des vibrations et des accélérations sévères se manifestent principalement durant la phase de lancement. L'atmosphère de la cabine varie depuis les fréquentes variations de chaleur et d'humidité de la FLORIDE pendant la vérification du vaisseau jusqu'au vide poussé rencontré dans l'espace. L'atmosphère normale de la cabine peut être contaminée par les particules liquides ou solides flottant dans le milieu sans gravité. Un système de refroidissement conducteur doit être utilisé pour dissiper la chaleur à travers le système de contrôle du vaisseau. Les équipements de récupération doivent supporter le choc d'une chute dans la mer.

Pour faire face aux nombreux problèmes relatifs à l'ambiance, tous les équipements, à l'exception du magnétophone, sont enfermés dans des boîtiers d'aluminium scellés avec un joint et remplis d'un mélange inerte d'argon et d'azote, après contrôle de l'étanchéité au spectromètre de masse. Pour faciliter le changement des bobines de l'enregistreur durant la construction et le contrôle, aussi bien que pour réduire le poids, l'enregistreur est prévu dans un boîtier scellé contenant un dessiccatif, une valve assure l'égalisation des pressions chaque fois que la différence de pression excède 0,179 kg/cm².

L'emploi de boîtiers scellés remplis de gaz inerte procure une protection contre l'environnement, réduit les interférences électromagnétiques et améliore la séparation thermique par conductivité à l'intérieur de l'équipement, simplifie le choix des composants et des matériaux et assure une protection plus grande des équipements lors de leur transport, de leur manipulation et de leur montage.

L'équipement doit résister aux vibrations aléatoires des sections depuis 10 Hz jusqu'à 2 000 Hz avec un niveau maximal de 0,06 g^2/Hz, la section intégrée est équivalente à un niveau moyen de 10,9 g efficace. L'emploi intensif d'attaches des composants, de sous-ensembles encapsulés et de structures techniques spéciales fut nécessaire pour obtenir la résistance exigée aux vibrations. Les conditions du refroidissement ont nécessité une attention particulière aux problèmes thermiques de tous les équipements, particulièrement dans l'étage de puissance en bande S, qui est le principal dissipateur de chaleur du système ; des voies adéquates permettant l'évacuation de la chaleur dissipée par tous les composants ont dû être assurées vers les circuits de refroidissement.

FIABILITÉ

Le développement et la construction des équipements de communication et de transmission de données furent conduits avec une recherche de la fiabilité aussi stricte qu'étendue. Les exigences de la fiabilité affectaient la plus grande quantité, sinon tous les aspects du programme depuis les études jusqu'à la construction et les essais des équipements du vaisseau spatial. Les facteurs principaux affectant l'étude des équipements furent l'utilisation étendue de circuits et de composants redondants ainsi que des contraintes inhérentes à l'emploi d'éléments ayant une fiabilité spécialement élevée.

REDONDANCE

Des circuits et des éléments redondants sont prévus pour toutes les fonctions critiques de la mission. La redondance est appliquée de diverses manières telles que la commutation manuelle sur un organe de secours, la commutation automatique avec détection automatique en cas de défaut, l'utilisation de « secours », mode d'exploitation à possibilités réduites mais adéquates, en cas de panne du mode normal ; la redondance de certains organes est obtenue par quadruplage.

ELÉMENTS DE HAUTE FIABILITÉ

Tous les éléments électroniques et électromécaniques furent sélectionnés et acquis par une méthode rigoureuse de haute fiabilité. Cette méthode comprend : des essais de qualification des éléments spéciaux, des fabrications dans des lots définis et identifiables par des procédures de contrôle des qualités spéciales, dans des conditions d'environnement réalisées à 100 %, des essais radioscopiques pour éliminer les pannes par « mortalités enfantiles » et par la stabilisation des caractéristiques. Les types de composants et les éléments fournissant l'alimentation furent sélectionnés sur la base de l'expérience de performances fiables dans les conditions d'environnement prévus. Aucun circuit intégré ne fut utilisé par suite du manque de connaissances suffisantes sur leur fiabilité au moment du choix. Des éléments ajustables, tels que les potentiomètres, furent généralement éliminés au profit d'éléments fixes sélectionnés par des essais.

Étude des équipements techniques

Une grande variété de montages techniques a été utilisée dans les équipements de communication et de transmission de données depuis le montage en châssis métallique classique jusqu'au montage « en fagot » qui permet une densité maximale. Quoique certaines parties reflètent les possibilités individuelles et les préférences de conception des constructeurs, les études techniques furent largement déterminées pour être la meilleure approche pratique de l'équipement spécifique et des exigences des circuits. Avec la variété des fonctions des circuits inhérente au système, incluant la vitesse relativement grande des circuits numériques aussi bien que la bande linéaire des circuits qui opèrent depuis le courant continu, les basses fréquences et vont jusqu'aux fréquences du spectre de la bande S, il n'était pas possible d'employer une technique de montage normalisée.

Les équipements suivants illustrent quelques unes des réalisations techniques utilisées dans les systèmes de communication et de transmission de données.

Equipement Bande S unifiée (USBE)

L'USBE comporte deux répéteurs à modulation de phase indépendants et sélectionnés manuellement avec asservissement de phase (faisceau principal pour les communications lointaines dans l'espace) et un émetteur à modulation de fréquence sans secours. Comme le montre la figure 6, il est construit essentiellement sous la forme d'assemblages de modules utilisant des circuits imprimés. Chaque module est encapsulé dans de la mousse et recouvert de peinture conductrice formant blindage. Les sous-ensembles sont montés directement sur des bases refroidies et sont reliés ensemble par fils soudés pour éliminer les connecteurs.

Les connecteurs extérieurs sont montés sur une platine qui est scellée hermétiquement au sommet du châssis.

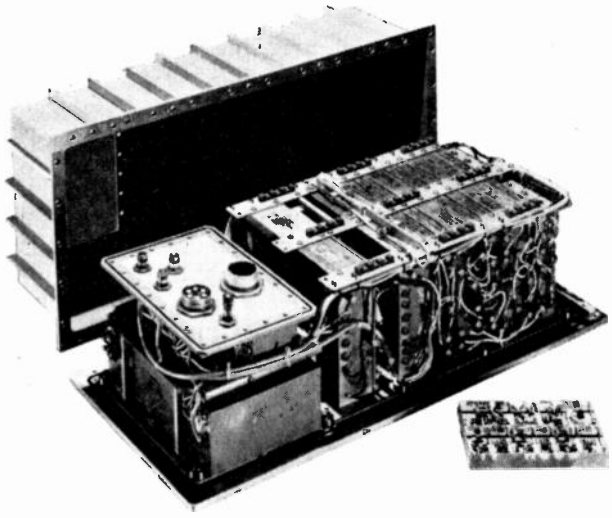


Fig. 6. — Equipement de la bande *S* unifiée.

Télémesure en modulation d'impulsions codée (PCM Telemetry)

Elle utilise une combinaison de techniques de redondances des plus intéressantes, de façon à obtenir un haut degré de fiabilité. Un emploi abondant est fait de liaisons quadruples entre composants (quad redundancy), des techniques de circuits logiques autoprotégés contre les défaillances, des techniques de logique majoritaire et des techniques de circuits doubles avec détection automatique de panne et commutation automatique en cas de défaut. Comme le montre la figure 7, cet équipement utilise l'assemblage « en fagots » des modules, plus de 20 000 éléments sont contenus dans un volume de 21 dm^3. La très faible puissance consommée permet l'encapsulation avec de la mousse très légère (la puissance totale consommée est d'environ 20 W).

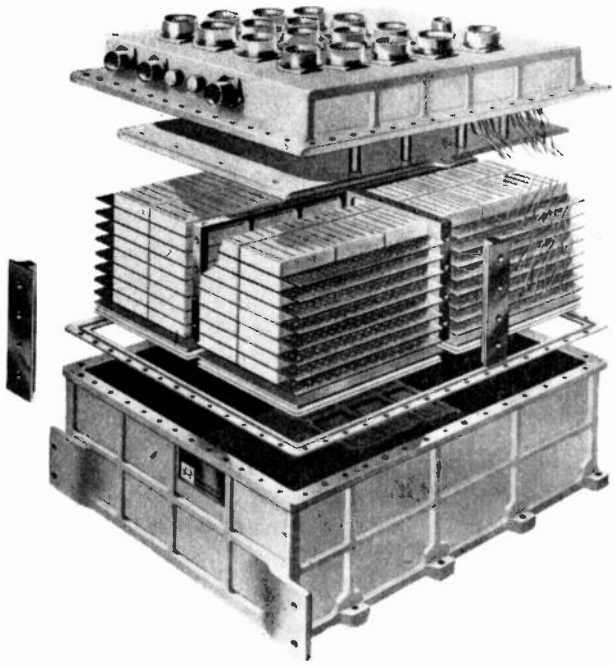


Fig. 7. — Télémesure en modulation d'impulsions codées.

Traitement de la prémodulation

L'étage de prémodulation (fig. 8) assure le traitement des signaux de contrôle et les fonctions de commutation entre les équipements de téléphone, des données, de l'enregistreur, de l'émetteur et du récepteur. La redondance résulte essentiellement de l'utilisation de modes de secours pour l'émission et la réception du téléphone et des données. Pour permettre la modification d'une liaison sans trop de complications, cette unité est construite en sous-ensembles mobiles enfichables dans le châssis. La puissance dissipée est relativement faible, le moyen essentiel d'évacuation de la chaleur se fait par conduction par les parois des boîtiers.

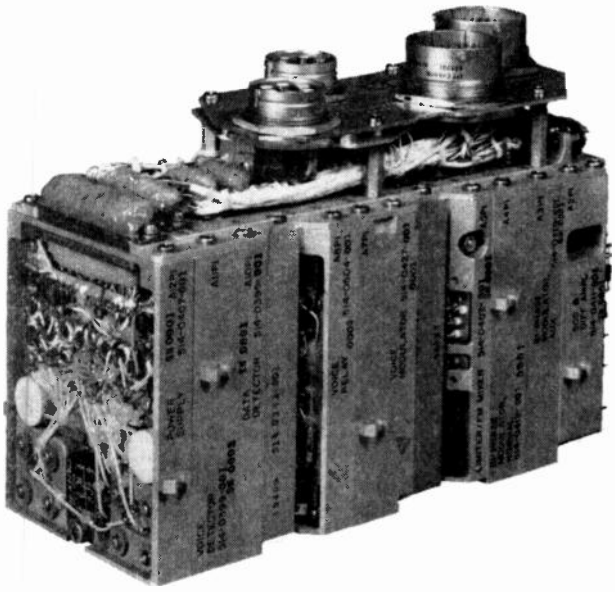


FIG. 8. — Traitement de la prémodulation.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN BANDE S

L'amplificateur de puissance de la bande S comprend deux tubes amplificateurs à onde progressive indépendants fournissant une puissance de sortie de 11 W et de 2,5 W. Des relais coaxiaux permettent l'utilisation d'un quelconque amplificateur avec l'émetteur à modulation de phase ou bien avec l'émetteur à modulation de fréquence ou encore sans amplificateur en modulation de phase. Un triplexeur permet l'émission simultanée des modes FM et PM et la réception des signaux dans le vaisseau spatial avec une même antenne. Les tubes à onde progressive et les composants qui fournissent la principale partie de l'énergie sont montés à la base de l'équipement (fig. 9) ; un nombre de pièces aux structures complexes furent nécessaires pour supporter les autres composants et évacuer la chaleur.

*
* *

Les liaisons et le système de données du module de commande du projet APOLLO furent faits par la Compagnie COLLINS, de Cedar Rapids, Iowa, USA par contrat avec NORTH AMERICAN AVIATION, Inc, Division des systèmes spatiaux d'information, premier adjudicataire de la NASA (National Aeronautics and Space Administration) pour les modules de commande et de service.

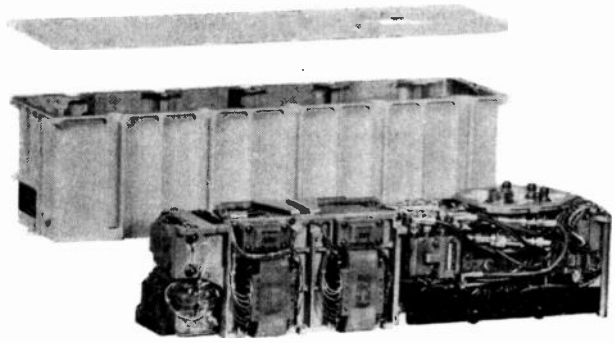


FIG. 9 — Amplificateur de puissance bande S.

Les sous-traitants de la Compagnie COLLINS qui ont étudié et fabriqué les éléments principaux du système sont :

— RCA Communication Systems Division, Camden, N.J. : VHF/AM émetteur-récepteur.
— RANTEC CORP., Calabasas, Californie : VHF triplexeur.
— RADIATION INC., Melbourne, Floride : télémesure en PCM.
— LEACH CORP., Controls Division, Azusa, Californie : équipement d'enregistrement des données.
— MOTOROLA, INC, Aerospace Center, Scottsdale, Arizona : équipement en bande S unifiée.

Tous les autres équipements furent développés et fabriqués par la Compagnie COLLINS qui eut la responsabilité de l'ensemble pour l'étude, la mise en place, les essais et la direction du programme de communication et de transmission de données.

BIBLIOGRAPHIE

[1] WULFSBERG A.H. — Voice Communication in Space, IEEE Symposium Record, 1965, International Space Electronic Symposium.

[2] NASA SP-87. — Proceedings of the Apollo Unified S-Band Technical Conference, National Aeronautics and Space Administration.

[3] MATHISON R.P. — Mariner Mars 1964 Telemetry and Command System. Jet Propulsion Laboratory, TR N° 32-684, 1 June 1965.

[4] NASA NPC-200-2. — Quality Assurance Provisions for Space Systems Contractors.

PRÉCISION ET RAPIDITÉ DANS LES SYSTÈMES DE LOCALISATION DE VÉHICULES SPATIAUX

PAR

J. SAINT-ETIENNE

Centre National d'Etudes Spatiales, Brétigny

L'avènement de l'ère spatiale a donné aux problèmes de localisation des véhicules une ampleur et une diversité qu'ils n'avaient pas connues auparavant. La dizaine d'années qui vient de s'écouler a vu, d'autre part, les systèmes de mesures radioélectriques et de calcul électronique se développer considérablement et répondre peu à peu aux nouveaux besoins. Je voudrais, au cours de cette conférence, examiner l'évolution de quelques notions anciennes devant les problèmes nouveaux, et dresser un tableau des divers besoins.

Tout d'abord, je veux ici regretter que le terme de localisation ou radiolocalisation adopté par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens depuis de longues années, soit si peu répandu ; beaucoup de techniciens trouvent plus seyant de parler de poursuite, de trajectographie ou même de tracking. Tracking n'est pas français ; trajectographie non plus : même la dernière édition du Petit Larousse, ouvrage pourtant bienveillant à l'égard des néologismes, ne l'admet pas. Poursuite est irréprochable grammaticalement mais il induit, dans l'esprit des auditeurs ou des lecteurs, l'idée d'un pointage ; or il existe des dispositifs de localisation entièrement statiques, comme les interféromètres en ondes métriques. Je formule donc le vœu que le terme de LOCALISATION soit universellement adopté comme équivalent du terme anglais TRACKING. Ce terme de localisation est, d'ailleurs, d'une signification très générale et couvre toutes sortes d'applications : guidage, reconstitution de trajectoire, prévisions d'orbites, etc.

Le terme de localisation implique l'idée que la position du mobile est mesurée à des instants $t_1, t_2, \ldots t_n$, ou du moins une ou plusieurs de ses coordonnées, dans un système d'axes approprié (fig. 1). Or c'est bien ainsi que fonctionnent tous les dispositifs de localisation radioélectriques (et optiques). A une coordonnée métrique ou angulaire, le localisateur radioélectrique fait correspondre la phase instantanée d'une onde ou une relation entre les phases d'un groupe d'ondes par rapport à une onde ou un groupe d'ondes de référence.

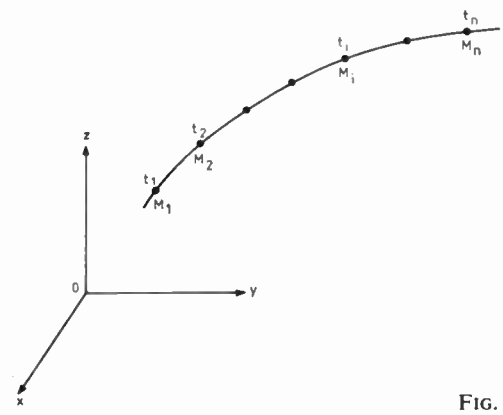


FIG. 1

Une première loi fondamentale commune à tous les systèmes de localisation est que les données de position sont instantanées et que les données de vitesse sont obligatoirement moyennées sur un certain temps $\tau \neq 0$. Je citerai seulement deux exemples pour illustrer ces caractéristiques qui ne sont pas évidentes.

Tout d'abord, une mesure de distance par radar ou par télémètre à laser (fig. 2). On sait que cette mesure revient à déterminer le temps qui s'écoule entre le

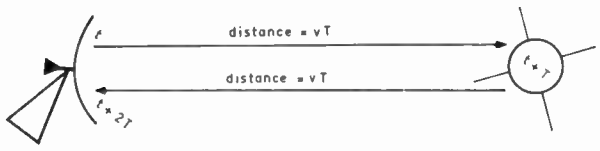


FIG. 2

départ et le retour d'une impulsion. Soit t l'instant de départ, $t+2T$ l'instant de retour et v la vitesse moyenne des ondes (moyenne spatiale et non temporelle) ; la distance recherchée est exactement vT à l'instant $t+T$, quel que soit le mouvement du mobile pendant la durée $2T$.

Deuxième exemple : de même que les positions sont représentées par des phases, les vitesses sont représentées par des fréquences. Or la méthode la plus précise connue pour mesurer une fréquence consiste à compter le nombre de cycles qu'elle dépose dans un compteur pendant une durée τ. Ainsi la donnée dx/dt instantanée n'est pas accessible, mais seulement

$$\left(\frac{d\bar{x}}{dt}\right) = \frac{x_2 - x_1}{\tau}.$$

On peut s'ingénier à réduire τ mais on ne peut atteindre $\tau = 0$. En effet, la connaissance de x n'est jamais parfaite et implique une limite dans la finesse ou résolution de x ; soit δx cette limite. On en déduit :

$$\delta\left(\frac{d\bar{x}}{dt}\right) = \frac{\delta x \sqrt{2}}{\tau}$$

inversement proportionnel à τ.

Par conséquent, la donnée de vitesse sera affectée d'une erreur croissant indéfiniment lorsque τ tend vers zéro.

Pour reculer ce phénomène, on utilise des fréquences aussi élevées que possible (équivalentes à des règles très finement graduées) et encore peut-on multiplier l'effet Doppler par un jeu de multiplications et transpositions. Mais, en définitive, pour une erreur finie δv, on devra conserver un $\tau \neq 0$.

Ceci est une caractéristique commune à tous les dispositifs de localisation externes* au mobile : les données directement accessibles et instantanées sont des positions (métriques ou angulaires) ; les données de vitesse sont obtenues par une opération de différence finie.

Si les positions sont instantanées, elles sont toutefois connues avec un retard T, appelé temps d'aberration. Si la grandeur mesurée est la distance radiale, le retard T est connu ipso facto et la mesure peut donc être datée avant tout traitement. Si, au contraire, la grandeur mesurée n'est pas la distance radiale, la correction de date, T, devra être faite au stade du traitement mathématique par un procédé itératif. Notons que ce retard T peut atteindre plusieurs heures pour les sondes interplanétaires.

Les applications spatiales, comme on le voit, nous entraînent dans des domaines nouveaux, avec des ordres de grandeur nouveaux. Ceci m'amène à suggérer que l'on abandonne une distinction classique : localisation en temps réel, localisation en temps différé. Ces expressions ne signifient plus grand chose à l'âge spatial. La détermination du point d'impact d'une fusée-sonde sera faite, par exemple, en une demi-heure, *après* sa retombée ; inversement la correction à mi-course d'une sonde interplanétaire implique des mesures pendant, par exemple, 10 jours, *avant* d'être déterminée et appliquée au véhicule. Ces deux exemples montrent que le temps « réel » peut être beaucoup plus long que le temps « différé ».

Le temps joue pourtant, à divers égards, un rôle fondamental dans les systèmes de localisation. Tout d'abord un système de mesure n'est pas seulement défini par sa précision mais également par son aptitude à fournir un certain nombre de données indépendantes en un certain temps. Cette dernière caractéristique a pris une importance capitale dans les applications spatiales. En effet, hormis les quelques minutes de fonctionnement des propulseurs chimiques des premiers étages des lanceurs, les véhicules spatiaux— satellites ou sondes lointaines — suivent, pendant des durées très longues, des lois de mouvement assez bien connues. Le paramètre temps peut, s'il est utilisé habilement, favoriser l'indépendance des données. L'exemple le plus frappant que l'on puisse en donner, est la détermination de l'orbite d'un satellite à l'aide d'une seule station effectuant seulement des mesures d'effet Doppler (vitesse radiale satellite-station). Le facteur temps aidant, le satellite passera plusieurs fois et sous des présentations diverses en visibilité de la station. A partir d'une orbite nominale, un programme de corrections différentielles permet d'ajuster progressivement les paramètres orbitaux. Si l'on admet que l'on peut attendre plusieurs jours avant de connaître l'orbite, une station unique peut suffire. De même, la mesure d'une ou deux coordonnées (de position ou de vitesse) peut suffire au lieu de trois ou six (position et/ou vitesse complètement connues).

L'appréciation du facteur temps joue donc un rôle absolument fondamental dans la définition d'un système de localisation. Cette appréciation est étroitement liée à la connaissance a priori de la trajectoire suivie et à l'usage qui sera fait des données de mesure. Le moment est venu d'introduire deux notions de temps relatives au traitement des mesures : le temps d'interpolation et le temps d'extrapolation. Pour illustrer ces définitions, supposons que la trajectoire recherchée soit plane (fig. 3). Supposons que les me-

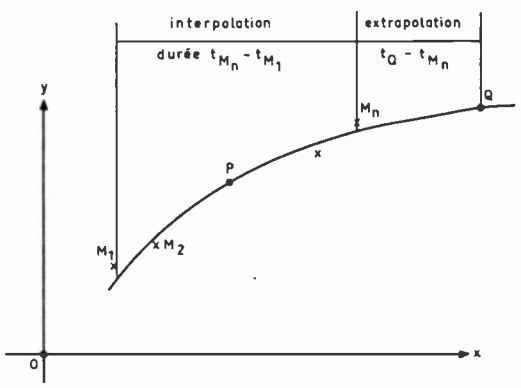


FIG. 3

* Par opposition aux moyens « internes » : plateformes gyroscopiques munies d'accéléromètres déterminant $\vec{\gamma}$, d'où $\vec{v}$ et $\vec{P}$ par intégrations successives.

sures aient fourni un certain nombre de points M_1, M_2, ... M_n. Si l'on désire connaître un point P, le traitement mathématique à effectuer sera une interpolation entre les mesures M_1, M_2, ... M_n. Si l'on désire connaître un point tel que Q, le traitement à effectuer sera une extrapolation.

Ces traitements supposent que, sur un arc $\overset{\frown}{M_1 M_n}$ ou $\overset{\frown}{M_1 Q}$, la trajectoire puisse être représentée mathématiquement. Hormis les phases propulsées, les arcs correspondants peuvent être extrêmement longs et correspondre à des temps très grands étant donné la bonne connaissance que l'on a, en général, des lois du mouvement. L'exemple précédent de la station Doppler unique nous a montré tout le parti que l'on pouvait tirer de cette connaissance a priori en admettant d'attendre un certain temps pour obtenir les résultats recherchés.

Chaque fois qu'un problème de localisation est posé, il y a donc lieu, d'une part d'évaluer la précision nécessaire, d'autre part, en fonction de la trajectoire prévue, d'évaluer les durées admissibles d'interpolation et d'extrapolation, puisque ces caractéristiques jouent un rôle fondamental dans la conception et l'exploitation du système de mesure et du système de calcul. C'est ce que j'ai tenté de faire dans un certain nombre de cas pratiques.

Les tableaux I et II donnent, chacun pour quatre exemples de missions, la nature exacte de la grandeur à déterminer (position, vitesse, accélération) et la précision nécessaire estimée. Ils comportent ensuite une colonne dans laquelle on précise l'usage exact qui sera fait des données, c'est-à-dire l'action envisagée. Dans le tableau I cette action concerne le mouvement du mobile lui-même et ressortit d'une manière générale aux techniques de guidage. Dans le tableau II, il s'agit de reconstitutions ou de prédictions de trajectoire. Enfin ces tableaux comportent une estimation de la durée d'interpolation admissible et de la durée d'extrapolation admissible. Cette dernière doit être comprise exactement comme la durée de vol sans mesure, admissible avant la fin de l'action envisagée, soit, sur la figure 3, la durée de l'arc $\overset{\frown}{M_n Q}$ où M_n est le dernier point de mesure et Q le point extrapolé. Il ne faut pas confondre cette durée avec la durée du traitement mathématique qui suit l'obtention du dernier point de mesure M_n. La durée du traitement peut être inférieure (exemple : éphémérides de satellites) ou très supérieure (exemple : détermination du point d'impact d'une fusée sonde).

TABLEAU I

But de la localisation	Nature de la grandeur à déterminer	Précision nécessaire	Action envisagée	Temps d'extrapolation	Temps d'interpolation
Maintien à poste d'un satellite géostationnaire	Positions successives occupées en 24 h	2×10^{-4} ($\Delta r/r$ ou $\Delta\alpha$ radian)	Correction de trajectoire	1 jour	Quelques heures
Correction à mi-course d'une sonde lunaire	Vecteur vitesse	0,1 m/s	Correction de trajectoire	1 jour	Quelques heures
Correction à mi-course d'une sonde interplanétaire	Vecteur vitesse	0,1 m/s	Correction de trajectoire	10 jours	Quelques heures
Prédiction d'impact d'un étage propulsif	Position du point d'impact par rapport à la rampe	quelques 10^{-2} ($\Delta r/r$ ou $\Delta\alpha$ radian)	Arrêt de poussée ou télédestruction	1 seconde	Tout le vol ultérieur supposé balistique

TABLEAU II

But de la localisation	Nature de la grandeur à déterminer	Précision nécessaire	Action envisagée	Temps d'interpolation	Temps d'extrapolation
Raccordement de mesures scientifiques	Position géocentrique (latitude, longitude, altitude)	Quelques km	Raccordements	FU : tout le vol balistique SL : 1 semaine	FU : tout le vol balistique sauf début SL : sans objet
Déterminatton du point d'impact d'une fusée-sonde	Position géocentrique (latitude, longitude)	Quelques km	Récupération	Tout le vol balistique	Tout le vol balistique sauf début
Ephémérides des satellites	Position par rapport aux stations d'observation	10^{-2} à 10^{-3} ($\Delta\alpha$ radian)	Pointage d'antennes ou d'optiques	1 semaine	2 ou 3 semaines
Etudes de propulsion Pilotage ou autoguidage	Vecteur vitesse vecteur accélération	0,1 m/s 1 m/s²	Etude	1 seconde	sans objet

FU = Fusée-Sonde SL = Satellite

Le tableau II appelle quelques explications. Suivant l'emplacement du dernier point de mesure M_n (fig. 4), la durée d'interpolation peut aller de quelques secondes à quelques minutes, au maximum tout le vol balistique si M_n est en A, voisin de Q. Quant à l'extrapolation, elle pourra être faite aussi sur l'arc balistique presque complet si M_n est en B, voisin de M_1. Il faudra néanmoins un certain arc de mesure M_1B (10 ou 20 s) à partir duquel se fera l'extrapolation.

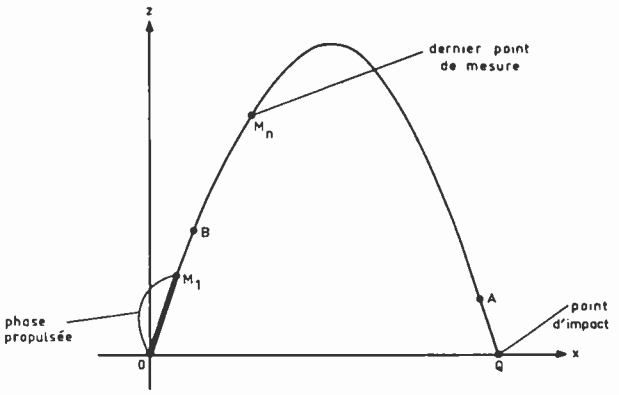


FIG. 4

Il est bien entendu que les tableaux I et II ne visent qu'à dégager des ordres de grandeur approximatifs. Il n'est pas toujours facile de faire la distinction entre le souhaitable et le réalisable. L'un et l'autre évoluent, d'année en année, vers des précisions croissantes et des temps plus courts.

On remarquera, d'autre part, l'absence d'exemple concernant la géodésie par satellites ou la détermination de constantes astronomiques par sondes interplanétaires.

La raison en est que, dans ces applications, le degré de précision est poussé à un très haut point et lié inextricablement aux durées d'interpolation lorsqu'on cherche à mettre en évidence des phénomèmes très fins (comme les harmoniques sectoraux du potentiel terrestre par exemple).

Avant de terminer, je voudrais revenir sur le schéma fondamental (fig. 5). J'ai parlé tout à l'heure de corrections différentielles.

Cette méthode est absolument générale. Le programme de calcul opère par cycles successifs d'itération et tend à ajuster une trajectoire de façon à se rapprocher le plus possible des divers points de mesure. A un instant t_i, le point mesuré est M_i, le point calculé est P_i. Lorsque la convergence du calcul est terminée, il subsiste un écart résiduel entre chaque M_i et chaque P_i ; cet écart caractérise ce que l'on appelle la cohérence interne du système de mesure et

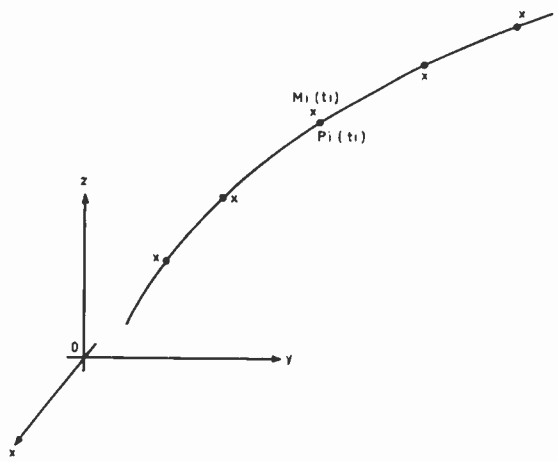


FIG. 5

de calcul. D'une manière absolument générale, on peut décomposer cet écart en trois termes :

— un terme dû aux erreurs de mesure (y compris celles dues à la connaissance imparfaite de la vitesse de propagation des ondes dans les milieux traversés)

— un terme dû aux erreurs de référentiels (emplacement des diverses stations les unes par rapport aux autres et connaissance du temps dans ces stations)

— un terme dû à l'imperfection des expressions mathématiques utilisées pour représenter le mouvement.

Il est toujours très utile d'estimer à l'avance l'importance relative de ces trois termes pour une mission déterminée. Dans les applications spatiales, on rencontre parfois le cas où le premier terme est nettement prépondérant. Cela se produit si les emplacements et les temps sont bien connus en chaque station et si le mobile est soumis à des forces également très bien connues : par exemple, un satellite petit et dense (non sensible au vent solaire) suffisamment éloigné de la Terre (non sensible aux harmoniques mal connus du potentiel terrestre ni au freinage atmosphérique résiduel). On aboutit alors à cette conséquence inattendue que, non seulement les mesures permettent de déterminer la trajectoire, mais en outre que, une fois celle-ci déterminée, la cohérence interne indiquera la qualité des mesures. Cette remarque peut être mise à profit pour corriger les erreurs des instruments si elles sont suffisamment systématiques, ce qui constitue une sorte d'auto-étalonnage du localisateur à l'aide du mobile. Ceci n'est pas qu'une vue de l'esprit, mais a été réellement accompli.

J'espère avoir ainsi fait apparaître quelques-uns des aspects nouveaux introduits par l'espace dans les problèmes de localisation, aspects que l'on doit considérer dans la conception des systèmes de mesure et dans l'établissement des stratégies de calcul.

LE TRAITEMENT DES DONNÉES transmises par les satellites scientifiques de la NASA

PAR

E.J. HABIB

Division des Etudes avancées

National Aeronautics and Space Administration (NASA)

Goddard Space Flight Center

1. Introduction

Les installations de traitement des données, au sol, jouent un rôle aussi important dans les recherches spatiales que la construction et la mise en orbite des véhicules eux-mêmes. Bien que les installations au sol puissent être lourdes et encombrantes et qu'elles soient de nature à subir des modifications ou des réparations, dans de nombreuses circonstances, la fiabilité du matériel en exploitation est partie inhérente de la fiabilité de l'ensemble, c'est le cas, en particulier du contrôle des satellites en temps réel. Au fur et à mesure que nous entrons dans l'ère d'une plus grande participation de l'homme à la conduite des expériences spatiales, les conditions imposées aux installations au sol se multiplient.

2. Les systèmes d'information

Dans cet esprit et avec la connaissance déjà acquise au cours des expériences passées, nous sommes en train, au GODDARD Space Flight Center, de nous efforcer de réformer l'ensemble des dispositifs de traitement de l'information y compris les installations au sol et à bord. Notre but est de réussir à disposer d'un ensemble complet fonctionnant d'une manière fiable avant chaque lancement. Comme le montre la figure 1, les installations complètes de traitement des informations sont réparties en cinq endroits distincts : le véhicule, le centre d'acquisition des données, le centre de commande, le centre de traitement des données et les dispositifs mis à la disposition de l'expérimentateur.

Le véhicule spatial est essentiellement constitué d'une plateforme pour l'installation des capteurs et la conduite des expériences spatiales. L'ensemble d'information commence par ces capteurs, qui convertissent les renseignements en quantités de mesures appelées « données ». Avant leur transmission, ces données sont « traitées » à bord par multiplex, ou directement mises sous forme multiplex et appliquées à la voie spéciale de télémesure.

Après cette étape, les données sont, ou bien stockées dans une mémoire de bord pour transmission différée vers la Terre, ou bien transmises immédiatement. L'émetteur lui-même fait partie de la chaîne d'informations, ainsi que les problèmes de communication qu'il pose ; il en est de même du récepteur de commande qui permet de modifier l'expérience.

Les stations au sol chargées de l'acquisition des données et de la « poursuite » des véhicules, ont la charge de recevoir, d'enregistrer et de retransmettre à destination d'un service collecteur, les données obtenues par télémesure, en plus de leurs fonctions normales. Ces stations élaborent et retransmettent des ordres destinés aux véhicules.

Dans les installations centrales de traitement des données nous trouvons des processus qui travaillent avec des échelles de temps et des appareils différents. Les Centres de commandes des Projets qui s'occupent spécialement de l'état et du bon comportement des véhicules reçoivent les données et les traitements « en temps réel » par des techniques particulières et simplifiées, de manière à pouvoir remédier rapidement aux situations anormales. Les équipements de l'Installation Centrale de traitement des données ont la charge de traiter toutes les données transmises et doivent les envoyer à l'expé-

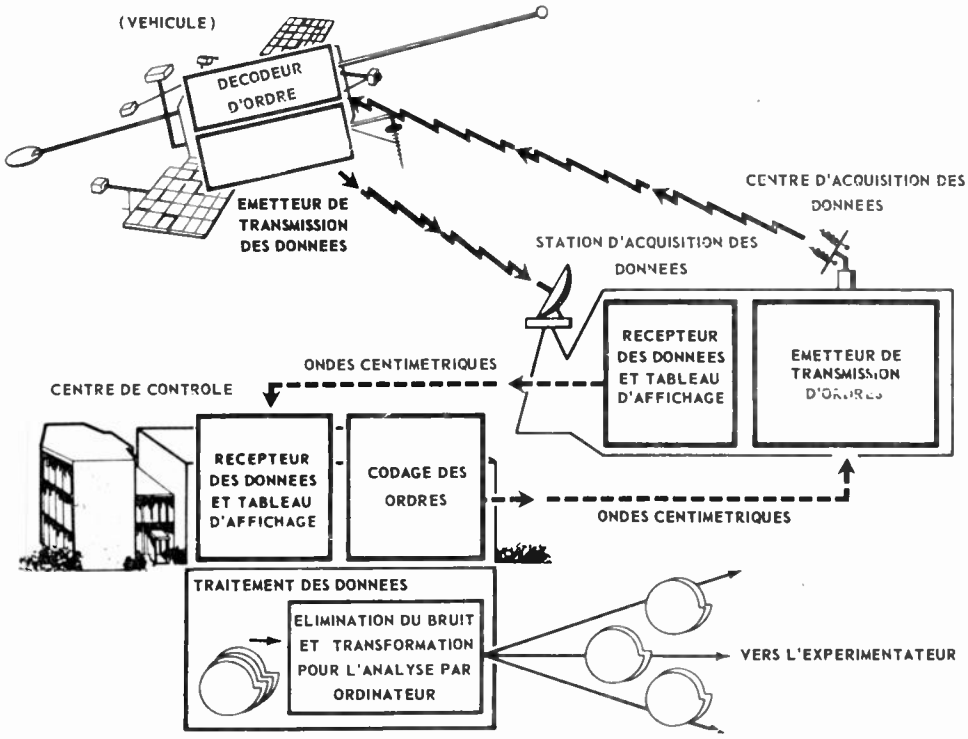


FIG. 1. — Les ensembles de données du Centre Goddard

rimentateur ; ils reçoivent par la poste des bandes magnétiques enregistrées spécialement. Les techniques employées dans cette installation centrale sont beaucoup plus élaborées et beaucoup plus complexes, il en résulte que les renseignements n'atteignent l'expérimentateur qu'après un délai assez long.

L'expérimentateur joue un rôle très important dans le traitement des données. Actuellement, et compte tenu de sa connaissance de la technique, il *assure* les dernières étapes de la transformation des données qui permettent d'analyser les informations. Les renseignements qu'il nous renvoie nous aident à améliorer nos méthodes, à normaliser les spécifications et à améliorer le fonctionnement du véhicule. Il faut remarquer que des conditions d'ordre économique peuvent imposer qu'il assume cette tâche dans les installations centrales de traitement de données et, éventuellement, en temps réel.

3. Organisation générale

D'après ce qui précède, la tâche paraît assez simple ; ce qui la rend difficile c'est d'une part son énormité, et d'autre part les risques d'erreurs qui peuvent s'introduire aussi bien dans les transmissions radio que dans les techniques de transformation des données.

Actuellement, le réseau NASA-GSFC destiné à la poursuite et à l'acquisition des données (STADAN) reçoit et enregistre les informations envoyées par 39 satellites. Avec treize stations au sol, nous totalisons plus de deux cents heures de transmission de données par jour, la moitié de ces informations est répartie vers d'autres installations qui n'appartiennent pas à la NASA. Les quinze satellites dont le centre GODDARD est complètement responsable, produisent une moyenne journalière de deux cents millions d'informations. Chaque information correspond à une seule mesure et comporte approximativement 9 chiffres binaires.

La figure 2 indique la progression de cette énorme masse de données et le nombre de bobines de bande magnétique qu'elle nécessite ; le nombre de satellites mis en jeu est également indiqué. La progression rapide depuis 1965 est principalement due à la série des satellites OGO (Orbiting Geophysical Observatory).

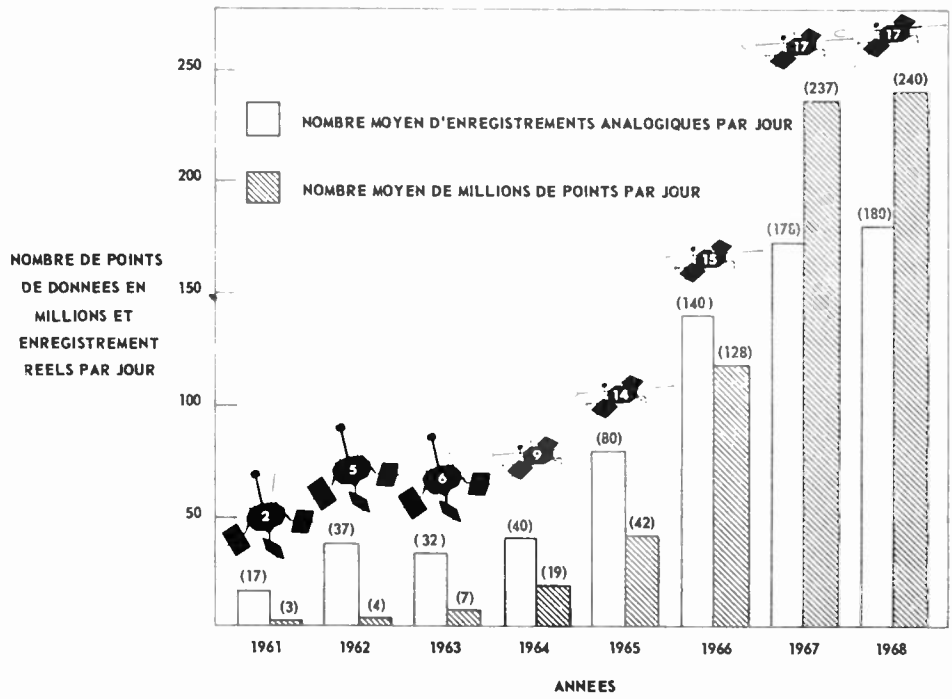


FIG. 2. — L'évolution des données transmises par les satellites.

Le tableau I indique les caractéristiques comparées de plusieurs types de satellites et d'ensembles de télémesure. Le nombre maximal de 610×10^6 données par jour ne sera atteint que si le satellite OGO fonctionne continuellement à sa plus grande vitesse 64 000 bits/s. Une prévision convenable basée sur des rythmes moyens de 8 000 et 10 000 bits/s sur toute une journée, ramène le volume réel des données à 90×10^6 par jour.

Tableau I

Les cadences de transmission des données par satellites

Millions de points de données par jour

Noms des satellites	Type de télémesure	Maximum	Prévus
Explorer 18 (IMP)	PFM	0.27	0.27
Explorer (S-3c)	PFM	4.3	4.3
Orbiting Solar Observatory (S-17)	PCM	4.5	4.5
Small Standardized Satellites	PCM	4.5	4.5
Orbiting Geophysical Observatory (S-49)	PCM	610.0	90

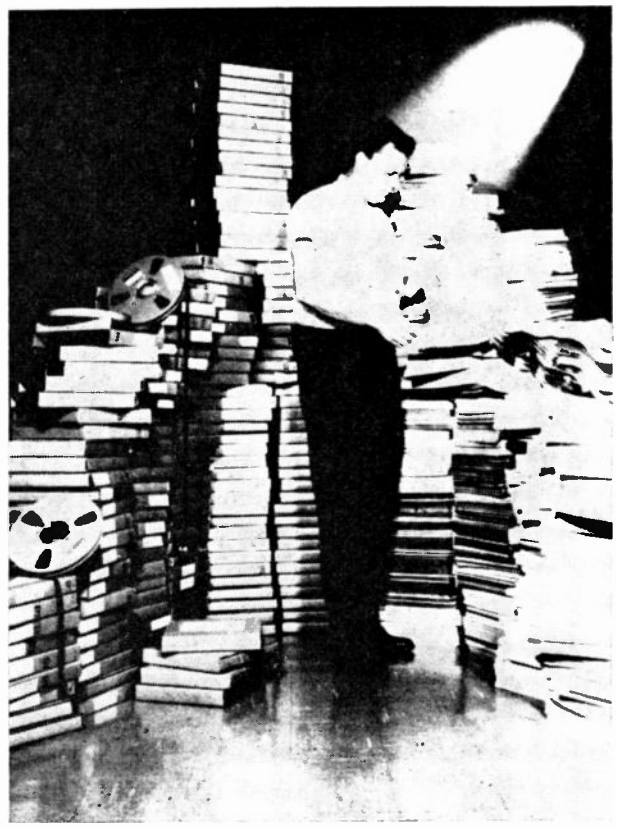


FIG. 3. Les données recueillies en une journée

On aura une idée de l'ampleur de ce volume d'information en examinant la figure 3. On voit, sur la gauche la quantité de bobines de bande magnétique utilisée en une journée par ces satellites. A droite, on voit la quantité de papier qu'il faudrait pour imprimer toutes ces informations. On en conclut immédiatement que l'impression des données ne constitue pas une méthode efficace pour l'analyse du contenu.

Outre la quantité importante d'informations à traiter, il peut arriver que les informations elles-mêmes soient impossibles à détecter par suite des perturbations. Parmi ces perturbations, on peut citer les signaux aléatoires naturels (bruits d'entrée du récepteur ou bruits atmosphérique) et les bruits provenant des installations électriques. La figure 4 représente un signal transmis par modulation PCM (modulation par codage d'impulsions), en présence d'un bruit aléatoire. Remarquer le 6e bit : sur le tracé brut, il dépasse le niveau moyen du signal. Le niveau de bruit instantané a fait passer le signal d'information de 0 à 1. En plus des perturbations qui viennent modifier le signal, des erreurs sur la prédiction des orbites ou des erreurs, faites par les opérateurs des stations au sol, peuvent provoquer la perte de groupes de données importants, ce qui détruit la continuité et introduit des problèmes de classement chronologique des données.

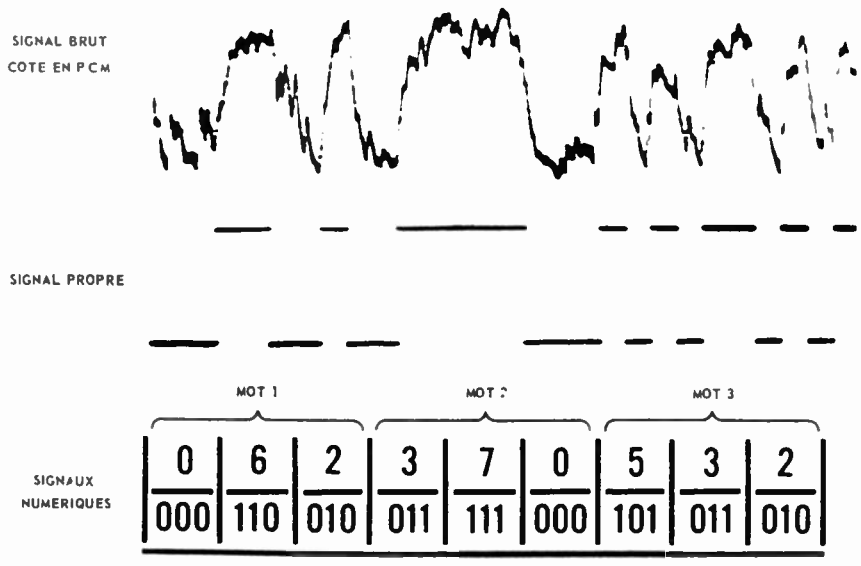


FIG. 4. — Signal brut et signal converti sous forme numérique.

Les expériences acquises au centre de GODDARD ont montré qu'il fallait prendre un soin particulier pour exploiter et contrôler la qualité des appareils de traitement, sinon on risquerait de perdre une certaine quantité d'informations ou d'introduire des erreurs.

Puisque les observations ci-dessus risquent d'être désastreuses pour le déroulement des expériences, l'ensemble de traitement doit être conçu pour fonctionner d'une manière fiable en exploitation normale, malgré les conditions défavorables qui risquent de se présenter.

4. Le programme STARS

Le programme STARS (dispositif de réduction automatique des données transmises des satellites, par télémesure) a commencé en 1960 dans le cadre d'un programme plus étendu destiné à la mise au point d'un ensemble optimal de traitement et de transformation des données de télémesure. Les objectifs du programme STARS doivent être atteints en trois étapes :

— La première étape qui consistait à définir un certain nombre de méthodes de traitement simples pour une charge moyenne, a été atteinte ;

— Les objectifs de la 2e étape consistent à rendre optimales les méthodes de la première étape, en augmentant leur efficacité et en améliorant le coût de l'opération ; ils doivent aussi améliorer la fiabilité et la rapidité de la transmission des renseignements aux expérimentateurs après l'acquisition des données. L'appareillage STARS II a été construit et nous le décrirons plus loin.

— La troisième étape, celle des objectifs à long terme, concerne le développement de techniques et d'appareillages plus modernes pour le traitement complet des données scientifiques, avec la fourniture aux expérimentateurs de résultats sous la forme la plus significative possible pour faciliter l'analyse et l'interprétation. C'est un objectif très louable qui, en dégageant le contenu essentiel des renseignements, libère l'expérimentateur du fardeau qu'il doit supporter.

5. Circulation des données en cours de traitement

Examinons d'abord, sur la figure 5 les étapes qui doivent être accomplies au cours de la préparation des données de télémesures des satellites pour l'analyse. Ce sont : la réception et l'indexage des bandes magnétiques ; l'examen des bandes ; la conversion des signaux en signaux numériques, y compris la corrélation des temps ; le montage ; le contrôle de qualité ; l'étalonnage ; les corrélations avec d'autres données ; le décodage et, finalement, la répartition entre les différents expérimentateurs. A la réception des bandes qui leur sont destinées, les expérimentateurs effectuent généralement un contrôle de qualité, puis étalonnent et transforment les données de manière à les rendre plus accessibles à l'analyse finale.

5.1. STARS I

Examinons d'abord les techniques du programme STARS I. Toutes les données produites par les expériences scientifiques sont enregistrées systématiquement dans la station au sol, sur des enregistreurs magnétiques analogiques à 7 pistes, en même temps que des indications sur l'heure et d'autres informations utiles. Ces bandes, envoyées par avion au centre GODDARD, constituent la plus grande partie des matériaux de base employés au Centre principal de traitement des données. A la réception, ils sont indexés et placés dans une bibliothèque analogique (voir fig. 5), ils sont ensuite préparés pour être acheminés vers le dispositif d'examen et vers les voies de traitement des signaux.

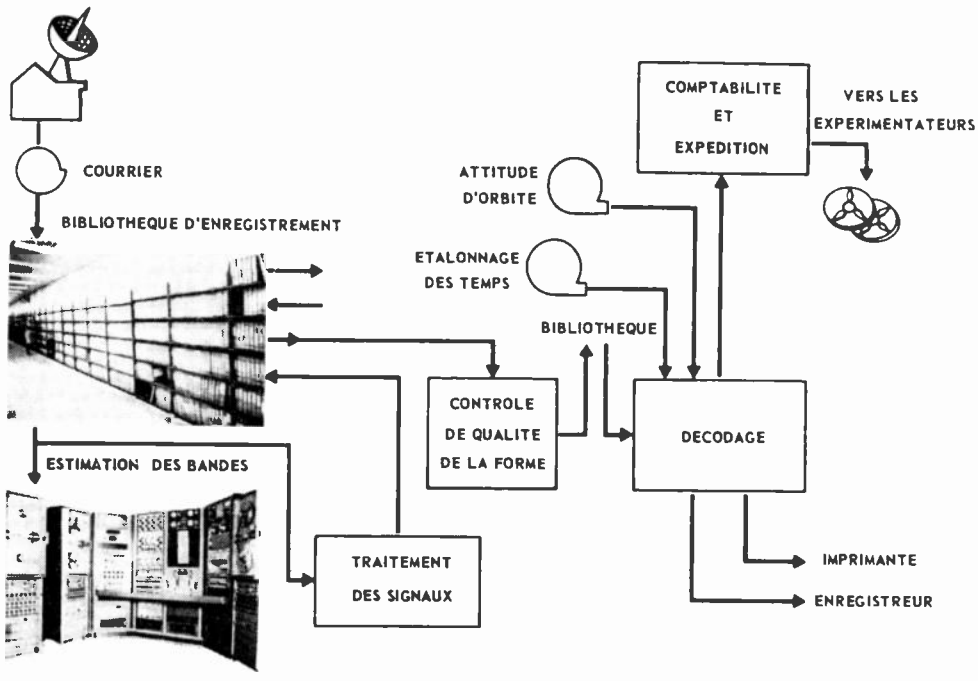


FIG. 5. — Les étapes du traitement des données

Les bandes choisies parmi les envois les plus récents de chaque station sont examinées par des appareils dont une installation est représentée sur la figure 5. Les informations obtenues, à la suite de cette étape, sont destinées à évaluer et à améliorer les caractéristiques de la station au sol.

Toutes les bandes magnétiques sont ensuite dirigées vers les voies de traitement des signaux. Une voie du programme STARS I, destinée aux informations transmises par codage d'impulsions, est représentée sur la figure 6. La bande magnétique est montée sur l'un des deux lecteurs de ban-

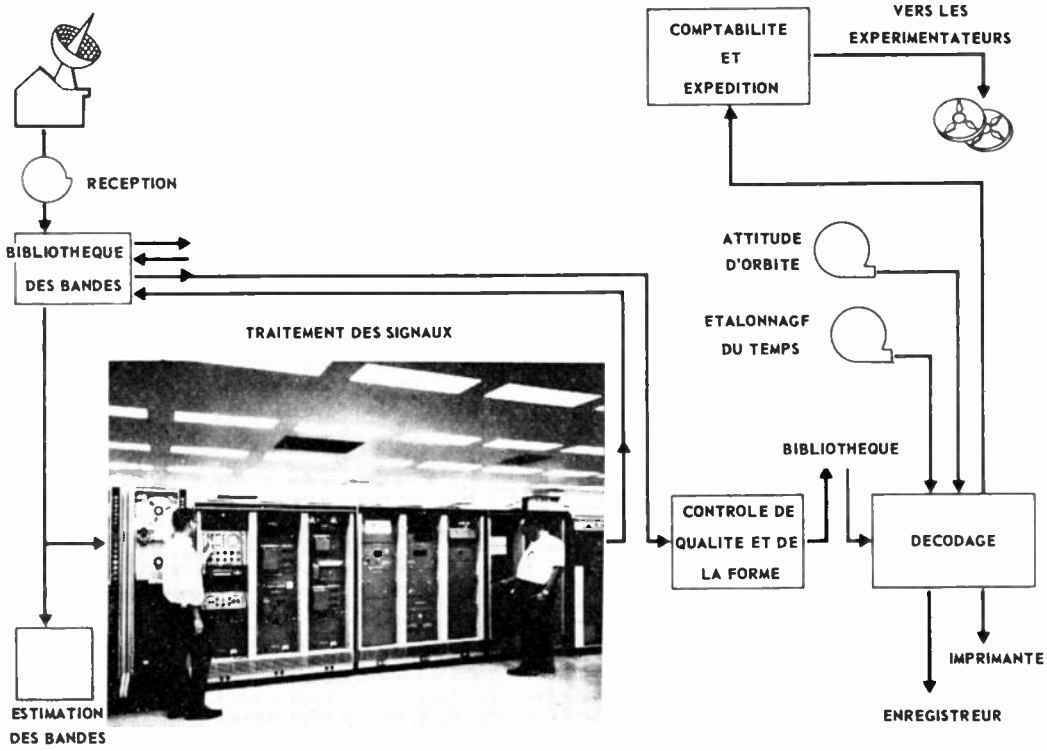


FIG. 6. — Les étapes du traitement des données

de, on en utilise deux pour des questions de fiabilité et de rendement. Les données extraites des bandes sont acheminées vers les trois baies suivantes. Les circuits électroniques de ces baies qui constituent « l'avant » travaillent en synchronisme avec le flux des données ; ils extraient le signal du bruit, le reconstruisent sous une forme nette ; identifient les signaux de synchronisation, décodent, affichent les mots repères ; et transmettent toutes les données à une mémoire magnétique intermédiaire, « la mémoire tampon ».

En même temps, le décodeur de temps qui constitue les trois baies suivantes, utilise plusieurs signaux de base de temps, pris dans les bobines qui ont été lues, pour reconstituer une meilleure représentation de la base de temps de la station au sol telle qu'elle a été associée aux bandes enregistrées. Ce décodeur applique la base de temps soit en synchronisme, soit de manière répétitive à la mémoire tampon, soit selon un code binaire décimal, soit selon un code binaire pur.

Tout l'ensemble : les données, la base de temps et tous les renseignements nécessaires à l'identification, est enregistré sous une forme utilisable par un calculateur, grâce à l'enregistreur numérique indiqué à droite sur la figure.

L'étape suivante du système STARS I de traitement des données est représentée sur la figure 7. Elle comprend un calculateur numérique de grande capacité qui examine et transforme les données enregistrées sur la bande numérique (la bande tampon) obtenue au cours de la précédente étape. La bande est contrôlée de manière à détecter les points de mesure mal transmis ou manquants ; la base de temps est contrôlée, les erreurs d'indicateur sont étudiées ; puis on enregistre une nouvelle bande « la bande principale ». Ces bandes sont stockées temporairement jusqu'à ce qu'une quantité suffisante permette l'étape suivante du traitement dans l'ordre chronologique.

La dernière étape du traitement consiste à extraire ou à décoder des bandes principales, les données intéressant un expérimentateur quelconque. Ces données sont enregistrées sur un nouveau jeu de bandes « les bandes des expérimentateurs » qui seront fournies à l'expérimentateur en même temps qu'une bande séparée indiquant les corrélations entre la base de temps et les positions en orbite, l'attitude et d'autres données de base ; tous ces renseignements seront fournis sous une forme acceptable pour la plupart des calculateurs numériques. Si on le désire, on pourra étalonner les données au cours de cette étape.

5.2. STARS II

L'examen du précédent diagramme de circulation des données et le temps nécessaire aux différentes opérations prouvent qu'un embouteillage important et coûteux peut se produire par suite du temps qui s'écoule entre la production d'une bande tampon qui risque d'être mauvaise et sa détection. Quelquefois un défaut survenu au cours du traitement ne sera pas détecté avant le contrôle de qualité et il pourra même arriver que ce soit l'expérimentateur lui-même qui détecte le défaut. Le retard dans la détection des défauts entraîne une perte de jours et même de mois de travail qu'il y a lieu de reprendre ensuite.

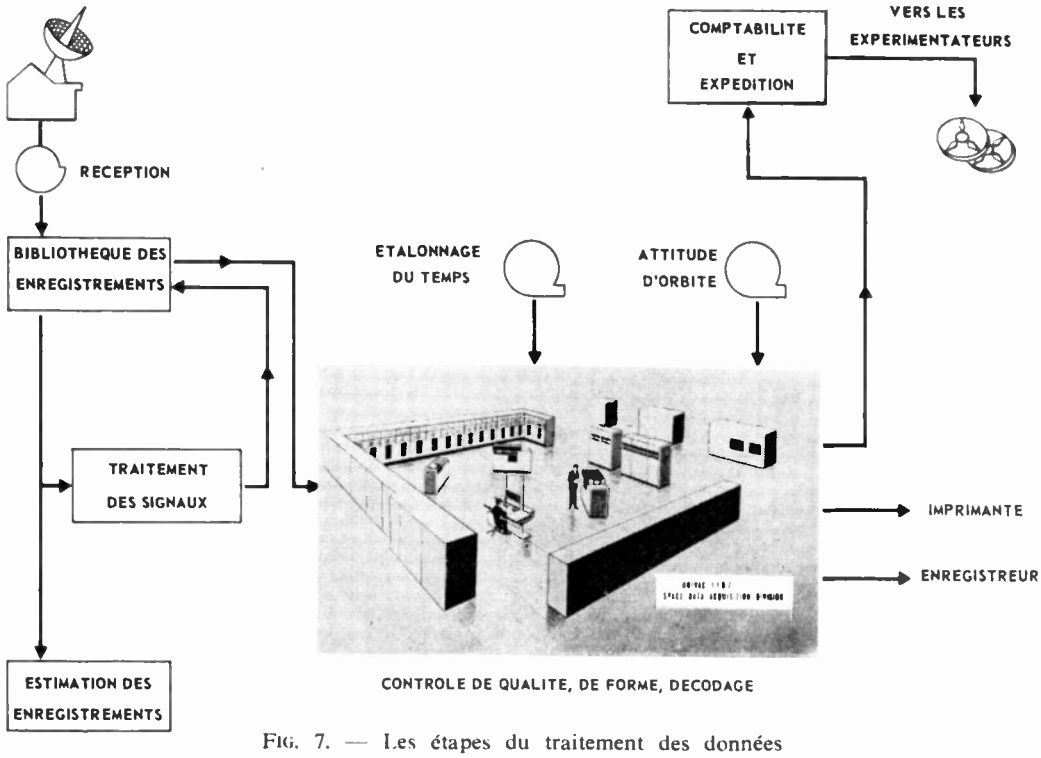


FIG. 7. — Les étapes du traitement des données

Le programme STARS II a été établi pour réduire les erreurs des opérateurs et éviter de perdre du temps. En utilisant un calculateur « en temps réel », nous avons rassemblé les opérations de contrôle de qualité et de traitement des signaux en une seule opération intégrée : on élimine ainsi le retard entre l'apparition d'un défaut et sa détection. Nous avons aussi obtenu un fonctionnement automatique, ce qui élimine pratiquement toutes les erreurs des opérateurs (à condition que les programmes soient sans fautes). Trois ensembles ont été construits et installés au centre GODDARD. Deux ensembles sont destinés à la modulation par codage d'impulsions, le troisième à la modulation PFM (Modulation de fréquence par impulsions).

Comme l'indique la figure 8, l'ensemble STARS II associe un calculateur 3200 de Control Data Corporation avec un équipement programmable de Beckman Inc. Etant donné le manque de temps, nous ne pouvons pas nous étendre sur les détails et sur la manière dont l'ensemble est construit ou exploité.

Nous vous conseillons de vous reporter aux références données à la fin de l'article.

Les principaux sous-ensembles sont les suivants :

— Deux lecteurs de bandes magnétiques commandés par calculateur.

— Deux circuits de traitement des signaux transmis en modulation par codage d'impulsions qui

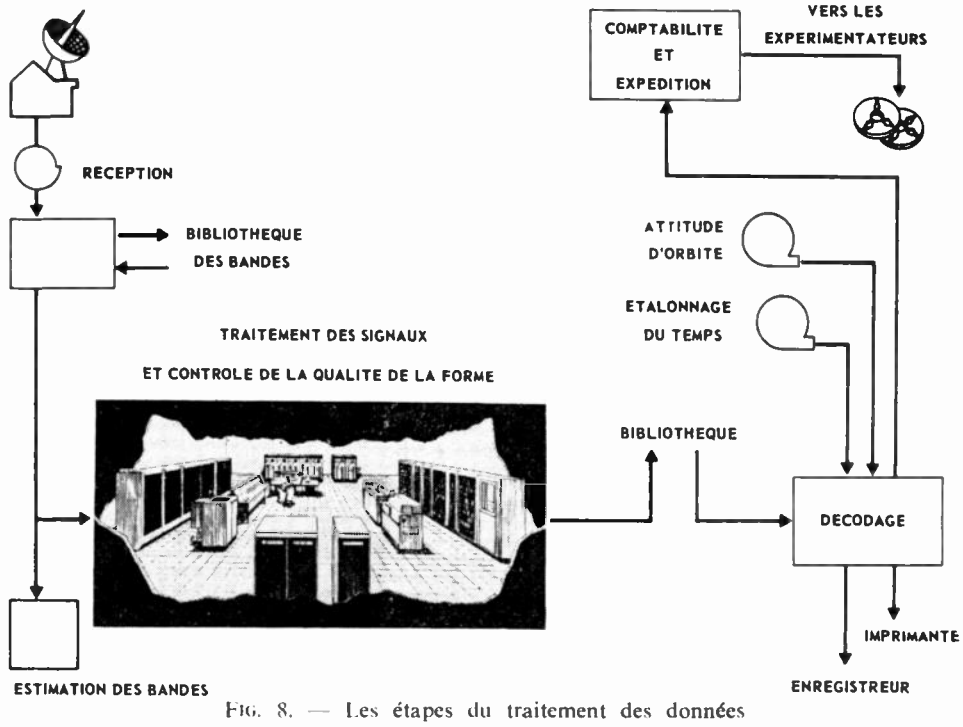


FIG. 8. — Les étapes du traitement des données

peuvent fonctionner en parallèle ou séparément à une cadence comprise entre 1 et 10^6 bits/s.

— Deux corrélateurs de diagramme qui peuvent être commutés entre les systèmes de traitement des signaux.

— Un système décodeur de base de temps, semblable à celui de STARS I, qui peut fonctionner à des vitesses comprises entre 1/8 et 32 fois le temps normal.

— Une mémoire à 4096 mots qui emmagasine à la fois les réglages initiaux et les programmes dynamiques des sous-ensembles précédemment cités. Cette mémoire est directement commandée par le calculateur.

— Un simulateur de modulation par codage d'impulsions à programme contrôlé qui comprend des générateurs de bruit et des générateurs de signaux perturbateurs, tous contrôlables par calculateur.

— Un sous-ensemble de sortie comportant seize convertisseurs numériques/analogiques avec les enregistreurs correspondants (ce nombre peut être augmenté). Les convertisseurs peuvent être alimentés soit par « l'avant » soit par le calculateur.

— Un calculateur CDC 3200 avec une mémoire de 16 000 mots et de 1,25 microseconde, cinq enregistreurs magnétiques numériques, un lecteur de cartes très rapide et une imprimante à 1 000 lignes/minute.

La figure 9 représente une partie de l'ensemble STARS II ; elle montre les enregistreurs magnétiques numériques, les deux enregistreurs magnétiques analogiques, le calculateur lui-même, le pupitre de commande du calculateur et son imprimante entrée/sortie et le pupitre de surveillance de la chaîne PCM.

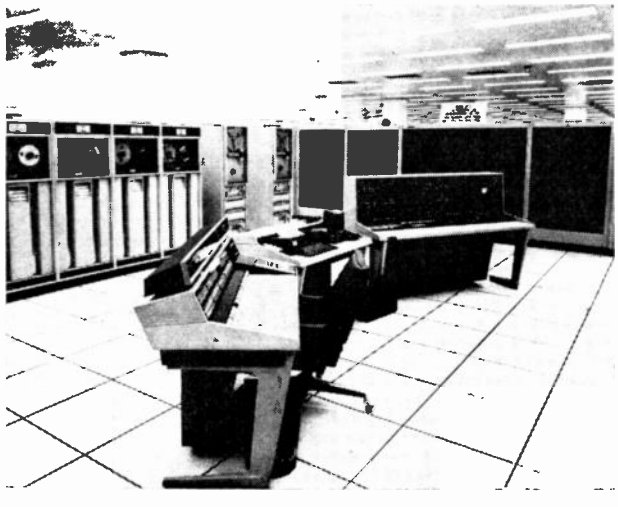


FIG. 9. — STARS II

La figure 10 représente le pupitre de surveillance PCM seul. Ce nom, quoique surprenant, désigne exactement la fonction remplie ; nous insistons sur le fait que chaque fonction de commande, qu'il

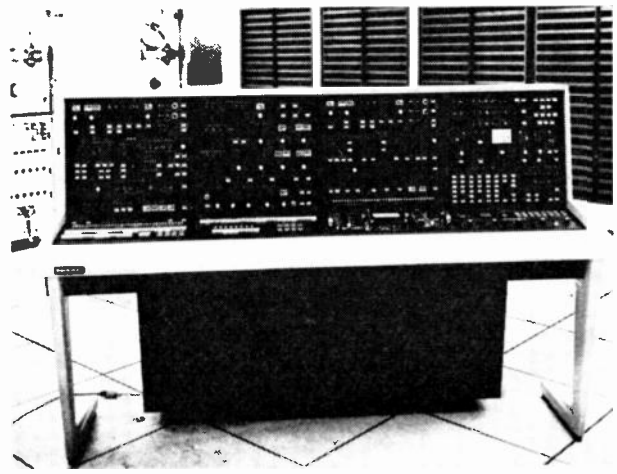


FIG. 10. — Pupitre de maintenance de STARS II

s'agisse d'une valeur décimale comme la cadence des informations, ou bien d'un commutateur sélectif, est commandée par le calculateur. L'opérateur peut, à volonté, passer en commande manuelle pour n'importe quel sous-ensemble en appuyant sur le bouton : calculateur commande manuelle.

Le pupitre de surveillance, qui mesure environ 2 m de largeur, comprend tous les panneaux de commande généralement placés sur les baies des appareils. Ils ont été regroupés ici pour faciliter l'exploitation.

Du côté gauche, en haut du pupitre, se trouve le panneau de commande du sous-ensemble de synchronisation des données PCM, ce sous-ensemble est le Synchronisateur Primaire « A ». Au-dessous, se trouve le panneau de commande de l'appareil d'identification des signaux de synchronisation d'images et de sous-ensemble d'images, ce dispositif très complexe est le Synchronisateur Secondaire « A ». Au-dessous, dans la partie horizontale du pupitre, se trouve le panneau de commande de la mémoire PCM.

Dans la seconde partie se trouvent les panneaux de commande du simulateur PCM et des générateurs de bruit et de fonctions. Dans la partie horizontale inférieure, est située le panneau de commande de la mémoire du simulateur.

Dans la troisième partie se trouvent les panneaux de commande d'un second synchronisateur primaire et, au-dessous, un synchronisateur secondaire moins complexe. La voie « B » est complètement indépendante de la voie « A », ce qui permet de traiter simultanément deux signaux PCM distincts. Sur la face horizontale, un oscilloscope à quatre canaux sert aux opérations de maintenance.

Dans la partie supérieure de la portion de droite, se trouve la commande du décodeur de temps. Ce panneau de commande ainsi que le panneau de commande de l'entrée du sous-ensemble sont directement contrôlés par le calculateur. A droite du panneau de commande d'entrée se trouve le panneau de commande de sortie. La partie horizontale contient les commutateurs arrêt/marche et le sélecteur d'entrée de l'oscilloscope.

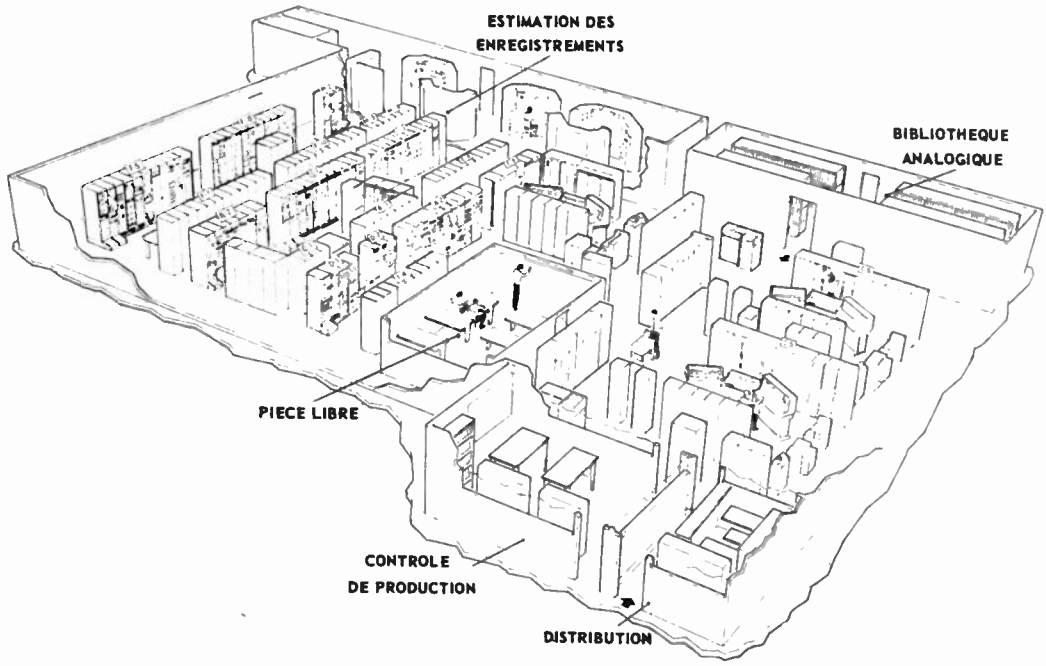


FIG. 11. — Les installations centralisées du traitement des données au Centre de GODDARD.

Sur chacun des panneaux de commande des sous-ensembles, des commutateurs sont repérés : calculateur/commande manuelle. L'opérateur peut, à volonté éliminer le calculateur et passer en commande manuelle en appuyant sur le bouton. On a aussi prévu un commutateur principal calculateur/commande manuelle, disposé à côté des commutateurs marche/arrêt, qui permet d'éliminer complètement l'action de l'opérateur et qui ramène, de ce fait, tout le pupitre de commande sous la surveillance du calculateur.

5.3. RÉALISATION DE L'ENSEMBLE

La figure 11 est une vue cavalière de l'étage inférieur des installations de traitement du Centre GODDARD, elle indique la position des voies de traitement STARS I et STARS II.

A l'étage supérieur se trouvent les calculateurs, comme l'indique la figure 12. Les enregistreurs à bande magnétique du 1108 sont destinés à préparer les nombreuses bandes des différentes expériences.

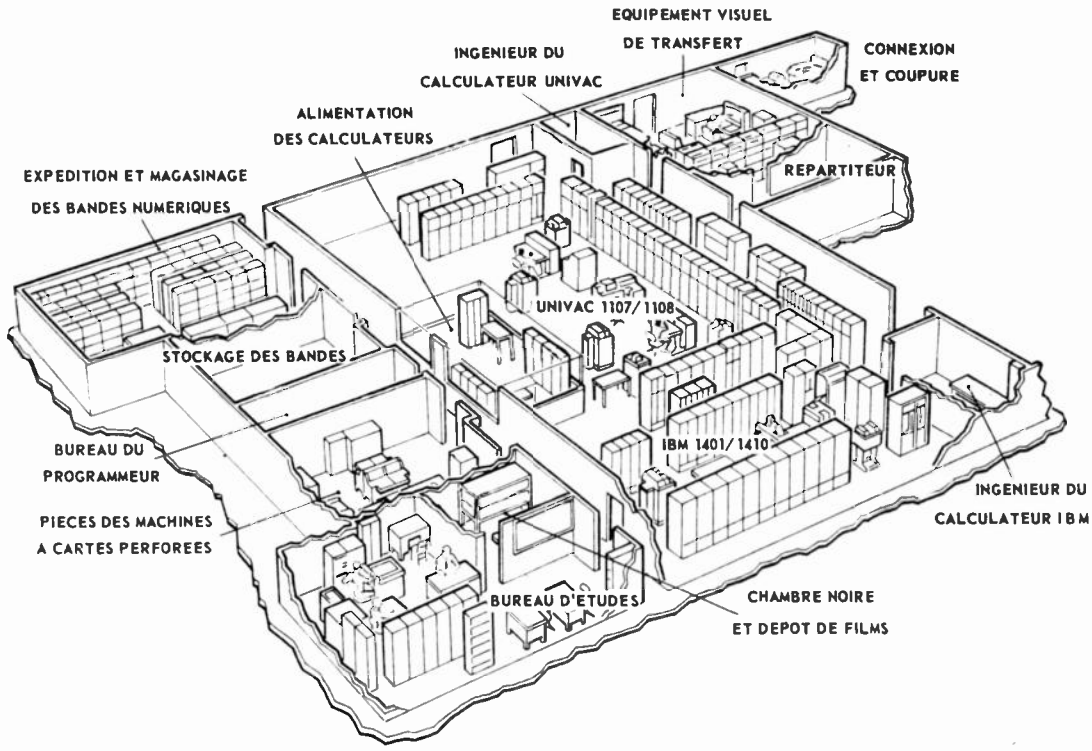


FIG. 12.
Les calculateurs de traitement des données au Centre de GODDARD.

5.4. Phase III

En ce qui concerne les dispositions de la phase III, nous sommes en train de concevoir et de construire un calculateur complet d'usage général pour les véhicules de l'espace. Avec un tel calculateur, il deviendra possible de traiter les données à bord des véhicules avant de les transmettre au sol, tout en assurant les autres fonctions de commande des véhicules. Pour la dernière étape du traitement des données, nous étudions différents procédés d'affichage comme les tubes cathodiques utilisés en temps réel. Cet appareillage permettra à chaque expérimentateur d'avoir une représentation visuelle des données qui l'intéressent, sous une forme de son choix.

6. Conclusion

Les différentes parties de tous les ensembles de traitement de l'information subissent actuellement une évolution importante. La tendance présente est de réaliser, à bord, un traitement plus complet, de rendre automatiques les stations d'acquisition des données, d'envoyer en temps réel ou quasi réel les données aux centres d'exploitation et de traitements, en atténuant la distinction entre le traitement en temps réel et le traitement définitif, et d'étudier de nouveaux programmes de traitement ainsi que de nouvelles techniques d'affichage.

Actuellement, nous avons un centre de traitement des données très bien pourvu. Nous avons obtenu ce résultat en empruntant beaucoup aux techniques de production de l'industrie. Mais les exigences sur la fiabilité et la rapidité de réponse nous ont conduits à pousser l'automatisation à la limite. Les techniques futures de l'automatisation pourront nous être empruntées et, à notre tour, nous en tirerons profit.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Creveling C., Ferris C., Stout C. — « Automatic Data Processing ». IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry SET 8 (2), 124-134, June, 1962.

[2] Goett H., Habib E. — « Methods of Processing Satellite Telemetry Data ». Presented at XVI International Astronautical Congress, Athens, Greece, September, 1965.

[3] Habib E., Keipert F., Lee R. — « Telemetry Processing for NASA Scientific Satellites ». 20th Annual ISA Conference, Instrument Society of America, Los Angeles, California, October 4-7, 1965.

[4] Habib E., Keipert F., Lee R. — « How to Handle 200 Million Data Points a Day ». Instrument Society of America 13 (2) 49-54, February, 1966. (This is an excerpt of Reference 1).

[5] Keipert F., Lee R., Cox F. — « STARS II - A Fully Automatic Satellite Data Processor ». NASA Document G-785.

[6] Ludwig G.H. — « Space Sciences Data Processing ». GSFC Document X-560-66-528, November, 1966.

[7] Narrow B. — « Satellite Telemetry Data Processing at Goddard Space Flight Center ». GSFC Document X-564-66-336, July, 1966.

LES RETOMBÉES SPATIALES : EXEMPLE D'UNE SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE

PAR

le Dr R. MUSSON-GENON,
Directeur du Groupement Technique Spatial

et P. BIZOUARD,
Directeur Adjoint du Centre de Recherches

de la Compagnie des Compteurs

1. Présentation du problème

Les « retombées spatiales » consistent essentiellement en l'augmentation de nos connaissances et en l'acquisition de connaissances nouvelles nous mettant à même de mieux traiter les problèmes en cours ou nous permettant de mener à bien des problèmes plus complexes et plus importants que ceux traités dans le cadre de nos autres activités.

D'une façon générale, le progrès technique est générateur d'une amélioration du niveau de vie. Sans qu'il soit possible de donner des chiffres, le passé montre que le coefficient multiplicateur est largement supérieur à 1. Par exemple, l'industrie de l'aluminium est née des besoins de l'aviation vers 1930 et l'industrie du polythène s'est développée à partir de son utilisation pour les câbles coaxiaux à très hautes fréquences, mis au point industriellement vers 1945.

L'expression « retombées spatiales » aura souvent une portée différente suivant qu'elle sera utilisée par un homme d'Etat, un industriel ou un homme de sciences.

L'homme d'Etat s'intéresse aux différents aspects qui caractérisent la puissance de l'Etat : puissance politique et puissance militaire, s'appuyant sur la puissance économique. Or cette dernière est étroitement liée au développement des connaissances dont l'activité spatiale constitue un élément moteur capital : elle est aussi, en quelque sorte, un catalyseur de l'activité économique générale, et le montant global de l'accroissement d'activité résultante sera bien supérieur au montant des sommes directement investies par le gouvernement dans l'activité spatiale.

Pour l'industriel, les « retombées spatiales » évoquent essentiellement *des activités supplémentaires et rentables à échéance plus ou moins longue*, car le démarrage de toute nouvelle activité demande un effort financier de la part de l'industriel. L'importance des retombées spatiales pour l'industrie européenne est d'autant plus grande que l'ensemble des budgets nationaux et européens (ESRO) joints aux particularismes nationaux est très inférieur au budget de la NASA et ne peut à lui seul, sauf cas exceptionnel, justifier des investissements industriels relativement importants : telle par exemple, aux U.S.A., la création à partir d'un terrain nu d'une usine complète employant plus de 1 000 personnes et fabricant un satellite toutes les semaines, 3 ans après la pose de la première pierre (si l'on peut dire, en parlant des usines américaines).

Pour le scientifique, les « retombées spatiales » seront prises dans le sens d'une augmentation de ses connaissances et, grâce à elle, d'une augmentation de son aptitude à résoudre de nouveaux problèmes.

2. Méthologie liée aux activités spatiales

Les activités spatiales conduisent à prendre en considération, simultanément et à tous les stades de l'opération, des disciplines très diverses qu'il faut associer au mieux : telles *l'électronique, la mécanique, la thermique* dans la quasi totalité des cas et, bien souvent, certaines branches particulières de la physique, comme le magnétisme, l'optique, la cryogénie, les dépôts sous vide de couches minces, le vide élevé et l'ultra-vide, l'optique des surfaces, ainsi que des notions mathématiques de plus en plus complexes. Elles nous conduisent aussi à faire des

progrès tant sur le plan des matériaux que sur celui des technologies associées (soudures, par exemple).

Cette augmentation des connaissances a lieu tant dans le domaine technique que dans le domaine de la qualité et dans celui de la conduite des affaires, au sens le plus général du terme, et ceci dans les différents stades conduisant *de la définition à la résolution* du problème.

Au stade de l'énoncé du problème : l'étude des différents appels d'offres a attiré notre attention sur certaines améliorations à apporter *dans la façon de nous poser nos propres problèmes de Recherche et de Développement, financés par la Compagnie.*

● *L'étude de faisabilité*, obligatoirement imposée dans la plupart des appels d'offres, nous a incités à prendre encore plus conscience de la nécessité de cette étape et nous a conduits à doter le Centre de Recherches d'un calculateur analogique et à établir des liaisons étroites avec notre Centre de Calcul Numérique de la SETI.

Les études de faisabilité exigent, en fait, de pousser très loin l'étude théorique, puisque bien souvent les appels d'offres concernant des sous-ensembles de satellite demandent, dans la réponse, de préciser la consommation, la masse et le volume des modèles de vol qui seront réalisés ultérieurement.

Cela nous a conduits, en particulier, à propos de l'appel d'offre pour les convertisseurs du satellite français D-2, *à dessiner* le schéma électrique complet pour choisir, chez un fabricant, chaque composant utilisé en précisant ses caractéristiques, *à calculer* les puissances dissipées dans chacun de ces composants pour des modes de fonctionnement extrêmes (et, par là même, à prévoir le rendement d'ensemble du convertisseur), *à connaître* leur masse et leur volume pour avoir la masse totale et aboutir à un volume total le plus probable afin de pouvoir déterminer de façon précise la masse et le volume de l'ensemble.

Il est à noter *que l'essai en laboratoire (montage sur table) nous a permis de mesurer le rendement de 74 % au lieu du rendement de 76 % évalué théoriquement.*

● *L'étude de fiabilité* posée au stade de la conception pour les réalisations spatiales est une notion fructueuse pour tous les développements nouveaux d'équipements demandant un usage prolongé dans des conditions difficiles d'accès (torpilles, mines, stations climatologiques), mais aussi pour le développement de matériels professionnels devant assurer un service de longue durée sans poser de problèmes aux utilisateurs (appareils de mesures diverses tant mécaniques qu'électroniques). Pour ces raisons, la Compagnie a dû accélérer la mise en pratique des principes de la « fiabilité » et a dû prendre conscience des connaissances nombreuses et importantes à mettre en œuvre dans ce domaine. Elle a dû activer la mise en place et la formation du personnel nécessaire.

● *La planification des travaux* (Diagramme PERT) demandée dans la plupart des appels d'offres concernant les activités spatiales, *a exigé la mise en pratique de la philosophie de la prévision et le développement de techniques de direction de projet* absolument impératifs, par suite des nombreuses unités opérationnelles impliquées dans toute réalisation spatiale.

● *L'établissement obligatoire d'un dossier de définition* doit permettre la réalisation d'un prototype d'identification ne pouvant plus être retouché sans exception dûment motivée après ce stade (de telle sorte que le prototype de qualification soit identique aux modèles de vol et aux modèles de rechange). Cela conduit, en fait, obligatoirement à prévoir le stade fabrication dès les premières phases de l'étude, ce qui diminue d'autant les aléas bien connus du passage d'un produit du stade développement au stade fabrication.

● *L'intervention obligatoire du contrôle qualité* a montré la nécessité de son existence et de ses interventions qui étaient bien souvent, dans le passé, plutôt considérées comme une brimade imposée par la Direction de la firme.

● *La rédaction des différents documents demandés* en cours de réalisation et d'essais peut, par ailleurs, permettre d'utiliser au mieux dans le futur la somme des efforts fournis pour mener à bien ces tâches difficiles.

3. Premières retombées spatiales

D'une façon générale, on peut dire que les activités spatiales nous ont conduits à :

— approfondir nos connaissances dans différents domaines, tant par un travail personnel que par un travail de documentation et par des contacts directs avec de nombreuses personnes compétentes extérieures à la CDC ;

— mettre en œuvre des méthodes de travail permettant aux équipes concernées par les activités spatiales d'aborder des problèmes plus complexes que ceux qu'elles traitaient dans le passé ;

— mettre en évidence l'importance d'une coopération excellente entre des spécialistes de différentes disciplines tout au long des phases : étude, développement, fabrication ;

— faire ressortir d'une façon éclatante l'interaction entre l'électronique et la thermique (disciplines qui malheureusement ne sont pas toujours suffisamment associées pour les réalisations terrestres), ainsi que, bien souvent, l'interaction entre l'électronique et la mécanique.

L'augmentation des connaissances de nombreuses personnes du groupe CDC résultant de nos activités spatiales a permis à la Compagnie de traiter avec succès, entre autres, les problèmes suivants :

— alimentation d'un ensemble de télémesure pour l'EDF et d'un dispositif de synchronisation de phase des réseaux de distribution électrique, à la suite de nos études sur les convertisseurs ;

— ensemble de contrôle de phase des courants industriels pour l'EDF en vue d'augmenter la sta-

bilité du réseau, à la suite de nos études sur les interféromètres ;

— perfectionnement fondamental du dispositif d'asservissement des boîtes de recopie des Mirages III, construites par la Compagnie pour l'Armée de l'Air, sous licence BÉZU, à la suite de nos diverses études sur les dispositifs de contrôle d'attitude pour satellites et ballons stratosphériques (plates-formes stabilisées) ;

— localisation précise de bateaux, en vue de faciliter le trafic dans les ports, à la suite de nos études sur les interféromètres ;

— ensemble de simulation thermique pour les essais de « Concorde », à la suite de nos réalisations de simulateurs d'ambiance spatiale et de bancs de contrôle automatique.

4. Retombées spatiales escomptées dans un proche avenir

De même, cette augmentation de nos connaissances a permis d'effectuer un certain nombre de propositions dans des domaines qui intéressent particulièrement le groupe Compagnie des Compteurs, par exemple :

- l'amplificateur opérationnel des signaux des capteurs,
- le contrôle automatique des avions avant l'envol,
- la mise à feu des mines marines,
- les têtes de torpilles marines,
- l'équipement des dragueurs de mines et des plongeurs-démineurs,
- le perfectionnement des filtres UV utilisés en spectrophotométrie,
- le remplacement de l'acier inoxydable par de l'acier doux pour le vide industriel (la paroi pouvant être soumise à des chocs thermiques importants et être en contact avec une atmosphère humide),
- la mesure à distance avec grande précision (quelques millimètres) de faibles déplacements d'ouvrages d'art (barrages, ponts).

5. Conclusion

Indépendamment des *gadgets* qui ne représentent qu'un *aspect mineur* des conséquences heureuses des retombées spatiales, il ne faut pas oublier les conséquences *économiques*, *sociales*, *juridiques*, qui, pour n'être pas plus chiffrables que le rôle de l'éducation nationale dans la Société, constituent en fait la partie essentielle des retombées spatiales. Cependant, il faut souligner que le fait de parler de « retombées spatiales » suppose essentiellement une phase préliminaire, la montée. Il ne faut pas oublier que le démarrage de l'activité spatiale en France et à la CDC est un fait relativement récent. Pour reprendre des expressions spatiales, nous dirons que nous pénétrons à peine dans la partie balistique du vol et que nous sommes intimement convaincus de pouvoir présenter un bilan beaucoup plus important dans quelques années.

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE THÉORIQUE DES RÉSEAUX ANALOGIQUES DE RÉSISTANCES*

PAR

A. JOLIVET

Maître Assistant de Physique
Faculté des Sciences — Nice

Nous exposons ici l'essentiel de la théorie des réseaux analogiques de résistances telle que nous l'avons présentée pour la première fois dans notre soutenance de thèse. Nous abandonnons le point de vue et la méthode classiques, que le lecteur peut ignorer sans inconvénient si ce n'est la difficulté de comparaison, et nous partons de la définition même d'une méthode analogique en tenant compte des moyens expérimentaux qui permettent de la mettre en œuvre.

1. Introduction

Les réseaux de résistances, de même que la cuve rhéographique et le papier conducteur, sont utilisés pour résoudre numériquement et expérimentalement les équations de Laplace $\Delta U = 0$

ou de Poisson $\Delta U =$ fonction des coordonnées.

Le temps n'intervient pas.

La grandeur U peut-être, par exemple, un potentiel de vitesse, une température, et surtout un potentiel électrostatique. Nous conservons ce dernier exemple pour fixer le vocabulaire.

• Une méthode analogique est une correspondance entre deux ensembles de phénomènes dont l'un se prête à l'expérimentation plus facilement que celui qu'on cherche à étudier.

La correspondance doit lier, si possible, toutes les grandeurs d'un ensemble de phénomènes aux grandeurs de l'autre de telle sorte que les lois de l'un se transforment en lois de l'autre.

Nous rencontrerons deux exemples : celui d'une méthode analogique parfaite (du point de vue théorique) où tout élément possède un correspondant, celui d'une méthode où certains éléments n'ont pas de correspondant.

• En prenant l'exemple d'un champ électrostatique dans le vide, il nous faut passer de l'espace physique tridimensionnel au réseau de résistances. Au lieu d'établir la correspondance d'un seul coup, nous procédons par étapes.

La symétrie du système initial nous autorise à le réduire (analytiquement) à deux dimensions. Puis nous lui faisons correspondre un ensemble de phénomènes électrocinétiques dans un plan conducteur. Enfin, nous mettons en correspondance ce plan conducteur avec le réseau :

Espace physique à trois dimensions	symétrie →	Espace à deux dimensions

F →	Plan conducteur	$\xrightarrow[K]{G,\ H}$	Réseau de résistances

2. Espace physique tridimensionnel et symétrie

Supposons qu'on veuille étudier un ensemble de charges électriques invariables ou supposées telles, placées dans le vide de permittivité ε_0.

Le potentiel $U(z, r, \xi)$ fonction du point de coordonnées z, r, ξ est lié à la distribution de charges $q(z, r, \xi)$ par la loi de Poisson.

$$q = -\varepsilon_0 \Delta U \quad (\Delta \text{ est le Laplacien})$$

* D'après la thèse soutenue par l'auteur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

upposons aussi que cet ensemble admette une étrie cylindrique ou une symétrie de révolution. En choisissant convenablement le référentiel, la rdonnée ξ s'élimine du développement de ΔU. r qu'elle n'intervienne plus dans la définition distribution de charge, il suffit d'intégrer celle- une longueur λ, ou une circonférence $2\pi r$.

ons : $\sigma = \left|\frac{\lambda}{2\pi r}\right| q$ pour définir la nouvelle oution de charge σ dans le plan P_1 (coordonnées :

es termes de la colonne correspondent respectivement aux deux cas de symétrie envisagés : en haut ymétrie cylindrique, en bas la symétrie de révolon.

i les coordonnées restantes z, r sont cartésiennes, us avons :

$$\delta_1 = -\varepsilon_0 \left|\frac{\lambda}{2\pi r}\right| \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \left|\begin{matrix} 0 \\ 1/r \end{matrix}\right| \frac{\partial}{\partial r}\right).$$

$$\sigma = \delta_1 U.$$

3. Plan conducteur

Soit un plan conducteur P_2 (sans f.é.m. intrinsèque) dont la résistivité ρ ne dépend que des coordonnées cartésiennes x, y.

Dans ce plan, on injecte des courants avec une densité $j(x, y)$, il en résulte un champ de courants intérieurs $i(x, y)$ et un champ de potentiel $V(x, y)$.

En combinant la définition de la résistivité

$$i = -\frac{1}{\rho} \operatorname{grad} V$$

et la conservation des courants injectés

$$j = \operatorname{div} i,$$

nous obtenons l'opérateur δ_2 et la loi qui relie V à j

$$\delta_2 = -\frac{1}{\rho}\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} - \frac{1}{\rho}\frac{\partial \rho}{\partial x}\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{\rho}\frac{\partial \rho}{\partial y}\frac{\partial}{\partial y}\right]$$

$$j = \delta_2 V.$$

4. Correspondance *F*

Nous trouvons une correspondance biunivoque qui applique P_1 sur P_2 et qui fait correspondre V à U et j à σ et δ_2 à δ_1, en écrivant l'application linéaire F.

$$z \xrightarrow{F} x \qquad x = \frac{1}{\alpha} z$$

$$r \xrightarrow{F} y \qquad y = \frac{1}{\alpha} r$$

$$U \xrightarrow{F} V \qquad V(x, y) = \frac{1}{\rho} U(z, r)$$

$$\sigma \xrightarrow{F} j \qquad j(x, y) = \gamma \cdot \sigma(z, r)$$

α et β sont deux scalaires positifs arbitraires, γ est inconnu.

Puisque l'on veut que les opérateurs δ_1 et δ_2 soient compatibles avec F, il faut que le diagramme ci-dessous soit commutatif.

$$\begin{array}{ccc} U & \xleftarrow{F^{-1}} & V \\ {\scriptstyle \delta_1}\downarrow & & \downarrow{\scriptstyle \delta_2} \\ \sigma & \xrightarrow{F} & j \end{array}$$

c'est-à-dire que : $\delta_2 = F \circ \delta_1 \circ F^{-1}$

Cette équation donne :

$$\gamma = \frac{1}{\varepsilon_0 \rho_0} \cdot \frac{\left|\begin{matrix} \alpha^2 \\ \alpha \end{matrix}\right|}{\beta} \qquad \text{et} \qquad \rho = \frac{\rho_0}{\left|\frac{\lambda}{2\pi y}\right|}$$

où ρ_0 est une constante.

Ainsi nous avons établi, parce que nous les avons rencontré en chemin, la théorie de la cuve rhéographique à fond incliné :

$$\rho = \rho_0 / 2\pi y$$

et celle de la cuve à fond horizontal et du papier conducteur :

$$\rho = \frac{\rho_0}{\lambda}.$$

Continuons jusqu'au réseau de résistances.

5. Réseau de résistances (définition)

Le réseau de résistances Q est constitué d'un ensemble fini de fils de longueur finie (un fil est pratiquement une chaîne de résistances).

L'ensemble des fils est électriquement connexe et chacun possède une résistance finie ou nulle.

Un point de contact entre deux fils s'appelle un nœud et un fil ne fait pas de nœud avec lui-même.

On injecte dans ces fils des courants et l'on s'oblige, pour des raisons pratiques, à ne le faire qu'en des points choisis (dans toutes circonstances) parmi un ensemble fini et invariable de points appelés points d'injections.

En chaque point (q) du réseau existent trois fonctions scalaires :

— le potentiel $W(q)$ partout défini,

— le courant intérieur $I(q)$ non défini aux nœuds,

— le courant injecté $J(q)$ nul presque partout.

6. Domaine de définition des correspondances

Dans le plan conducteur P_2, choisissons une partie P connexe que nous allons mettre en correspondance avec Q. Remarquons que nous ne considérons pas P_2 en entier afin de pouvoir construire des réseaux Q', Q''... correspondant à d'autres parties P', P''.... de P_2 ; ces réseaux étant ensuite juxtaposés et interconnectés.

Eventuellement nous considérons les courants échangés entre P et son complémentaire comme des courants injectés dans P.

En plus des deux scalaires V et j nous aurons à considérer le vecteur densité de courant i.

7. Correspondance G - Cas particulier

Remarquons d'abord qu'une correspondance g de P vers Q ne peut pas être continue (si $p \in P$ décrit une courbe quelconque : son image $q = g(p)$ saute d'un fil à l'autre de Q), ni g^{-1} univoque (un point du réseau correspond à plusieurs points de P). Par contre, nous exigeons que g ait les propriétés suivantes :

g	partout définie sur P
g	univoque
g^{-1}	continue
g^{-1}	conserve la connexité
g	conserve les potentiels
g	conserve les courants (à préciser).

Il en résulte que l'image inverse p (si elle existe) d'un point q d'un fil est un segment d'équipotentielle et que l'image inverse d'un fil entier f est un tube de courant entier de P (fig. 1).

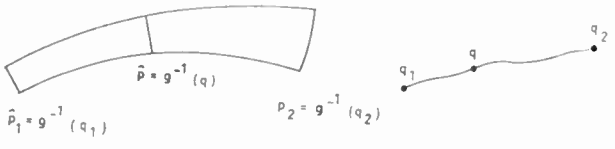


FIG. 1

Abandonnons g pour ne retenir que la correspondance G entre les segments d'équipotentielle et les points du réseau :

$$G = (g^{-1})^{-1}$$

Désignons l'image de P par G et son complémentaire dans Q (quitte à dire plus tard ce qu'il contient).

$$G(P) = Q_N \qquad Q_M = \complement_Q Q_N$$

La conservation des potentiels et des courants s'écrit :

$$V \xrightarrow{G} W \qquad W(q) = V(p)$$

$$i \xrightarrow{G} I \qquad I(q) = \int_p i \wedge \mathrm{d}s$$

$$j \xrightarrow{G} J \qquad J(q) = \int_p j \,.\, \mathrm{d}S$$

$$q = G(p)$$

8. Calcul des résistances du réseau

Nous pouvons déjà calculer une résistanc conque du réseau, c'est-à-dire la résistance u entre deux points quelconques, parce que la vation des potentiels et des courants implique résistances.

Choisissons dans P un système de co γ, φ tel que (fig. 2) :

toute ligne équipotentielle ait pour équation

toute ligne de courant ait pour équation $\varphi =$

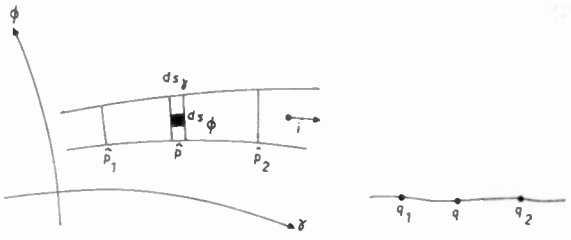


FIG. 2

Le rectangle élémentaire ayant pour côté $\mathrm{d}s_\gamma$ et ds_φ, possède une résistance $\rho \dfrac{\mathrm{d}s_\gamma}{\mathrm{d}s_\varphi}$; en intégrant sa conductance sur p, puis l'inverse du résultat trouvé de p_1 à p_2 nous obtenons la résistance du fil entre q_1 et q_2 :

$$R_{q_1 q_2} = \int_{p_1}^{p_2} \frac{1}{\displaystyle\int_p \frac{1}{\rho} \frac{\mathrm{d}s_\varphi}{\mathrm{d}s_\gamma}} = \int_{p_1}^{p_2} \frac{\mathrm{d}\gamma}{\displaystyle\int_p \frac{1}{\rho} \frac{\left(\dfrac{\partial s}{\partial \varphi}\right)}{\left(\dfrac{\partial s}{\partial \gamma}\right)} \mathrm{d}\varphi}$$

9. Correspondance H - Autre cas particulier

Les fils du réseau qui ne sont pas image de P par G sont mal définis : on sait seulement qu'ils ne sont parcourus par aucun courant et donc que chacun d'eux est équipotentiel.

Nous utilisons et nous levons l'indétermination en faisant intervenir cet ensemble Q_M de fils dans une seconde correspondance H.

Le système de coordonnées γ, φ sur P, n'est compatible qu'avec un certain ensemble de champs de potentiel.

Une partie de cet ensemble est telle que sur toute équipotentielle $\gamma = ct$, c'était le domaine de définition de la correspondance G ; l'autre partie est telle que sur toute équipotentielle $\varphi = ct$, c'est le domaine de définition de la correspondance H ayant les mêmes propriétés que G sauf :

$$G^{-1} Q_N = P \qquad H^{-1} Q_N = \phi$$
$$G^{-1} Q_M = \phi \qquad H^{-1} Q_M = P$$

Nous exigeons alors que la structure du réseau soit compatible avec les deux correspondances G et H.

... résulte que :

... points d'injections sont les mêmes pour G ... s'identifient aux nœuds du réseau,

... extrémités des fils sont aussi des nœuds,

... frontière de P est formée d'une suite finie de ... potentielles et de lignes de courant,

... mailles du réseau ont quatre arêtes (résis-

... héma du réseau (qui est un graphe planaire ...que) peut recevoir une définition précise : ...que nœud du réseau, on fait correspondre ...tion de ses images par G^{-1} et H^{-1} et l'on ...re eux (comme sont reliés entre eux les nœuds ...s résistances) les points ainsi obtenus par des ...ments de courbes ayant pour équation $\gamma = ct$ ou ... $= ct$ (fig. 3).

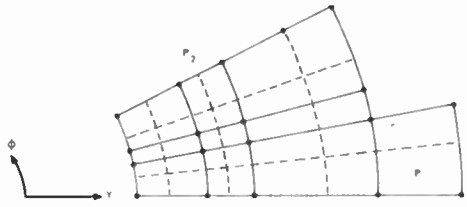


FIG. 3 — Exemple de schéma d'un réseau avec système de coordonnées polaires γ, φ.

En pointillés, les frontières des tubes de courant.

10. Correspondance K - Cas général

Les correspondances G et H sont intéressantes pour le calcul du réseau, mais non pas pour les applications.

Il faut trouver une nouvelle correspondance K toujours valable qui comprenne les deux autres comme cas particuliers.

Remarquons que tout point de P est susceptible de recevoir un courant injecté et que l'on n'injecte des courants qu'aux nœuds du réseau.

Donc P doit être appliqué sur l'ensemble Q_N^M des nœuds du réseau (à l'exclusion des intervalles entre les nœuds).

La correspondance K est alors définie par le produit ensembliste

$$K^{-1} = G^{-1} \times H^{-1}$$

ou $$K^{-1}(q) = G^{-1}(q) \times H^{-1}(q) \; ; \quad q \in Q_N^M .$$

Ainsi chaque nœud q a pour image inverse le rectangle curviligne $\hat{p}$

$$\hat{p} = K^{-1}(q)$$

La conservation des courants n'a plus de sens pour les courants intérieurs, il reste seulement :

$$V \xrightarrow{K} W \qquad W(q) = \frac{\int_{\hat{p}} V \cdot dS}{\int_{\hat{p}} dS}$$

$$j \xrightarrow{K} J \qquad J(q) = \int_{\hat{p}} \mathbf{j} \cdot dS$$

dS élément d'aire sur P.

$p = K^{-1}(q)$.

Ayant perdu la correspondance entre courants intérieurs, la correspondance entre potentiels et courants injectés n'est pas en général vérifiée exactement, mais d'une façon approchée.

Il est aussi utile de connaître l'inverse de K pour les potentiels et les courants, mais on ne peut se faire d'illusion : on n'obtient qu'un potentiel moyen et une densité moyenne de courant.

$$W \xrightarrow{K^{-1}} V \qquad \bar{V}(p) = W(q)$$

$$J \xrightarrow{K^{-1}} j \qquad \bar{j}(p) = \frac{J(q)}{\int_{\hat{p}} dS} .$$

11. Choix du schéma du réseau

Le choix du schéma est très large, il est déterminé par les propriétés que le constructeur estime primordiales.

— Simplicité : système de coordonnées cartésiennes ;

— Extension à l'infini : système de coordonnées polaires ; les résistances ne deviennent pas infinies dans le cas de la symétrie de révolution ;

— Précision : système spécial de coordonnées, si tous les champs de potentiel étudiés ont en commun certains caractères.

12. Effet de bord et juxtaposition de réseaux partiels

Le meilleur moyen d'échapper à l'effet de bord est évidemment de supprimer les bords.

En général on juxtapose plusieurs réseaux, l'un central sert aux mesures précises, les autres le ceinturant, sont d'une précision moindre et étendent le schéma suffisamment loin et même à l'infini.

Il se pose souvent des questions de raccordement entre deux rangées de mailles de côtés différents (rapport 1/2 ou 1/3 ou 2/3 etc).

Ce sont là des cas d'espèce dont les solutions ne sont pas uniques. Signalons l'emploi de résistances diagonales, c'est-à-dire ne suivant pas sur le schéma les lignes de coordonnées et intervenant à la fois dans les deux correspondances G et H.

A titre d'exemple nous indiquons (fig. 4 et 5) la solution adoptée pour notre réseau.

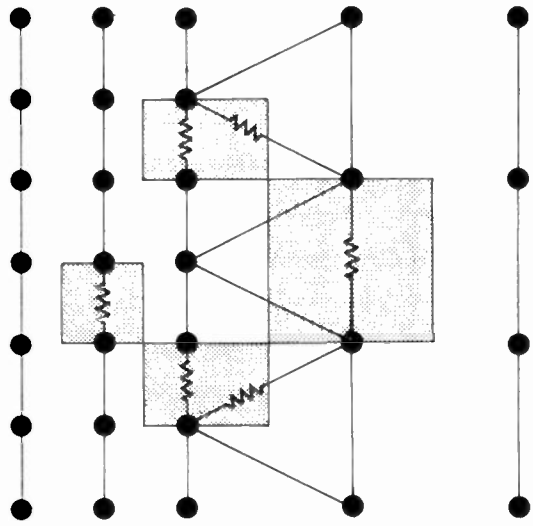


FIG. 4

Exemple de schéma d'un réseau au voisinage de la jonction entre deux réseaux partiels dont les mailles sont dans le rapport 2/1.

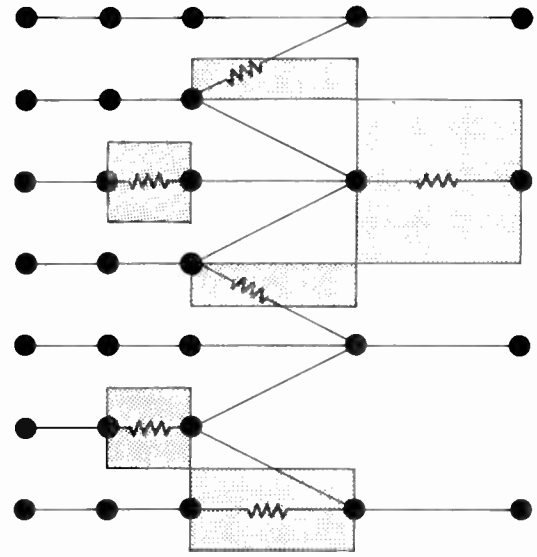


FIG.. 5

On précise (fig. 4) la correspondance entre les résistances parallèles à la jonction et le plan conducteur, (fig. 5) la correspondance entre les résistances perpendiculaires à la jonction et le plan conducteur, et enfin, sur les deux figures, la double correspondance entre les résistances diagonales et le plan conducteur.

13. Conclusion

Nous nous proposons, pour conclure, de comparer nos résultats à ceux de la théorie classique, sur deux points particuliers.

13.1. Calcul des résistances

La théorie classique cherche à identifier la loi de Kirchhoff avec une équation aux différences déduite de l'équation de Laplace. Elle y parvient par des développements en série, limités à quelques termes.

Ce n'est qu'après avoir fait cette approximation qu'elle peut calculer les résistances du réseau.

La théorie que nous venons d'exposer arrive à formuler les valeurs des résistances avant toute approximation. Et par conséquent, un réseau calculé suivant nos formules est capable de donner, dans certains cas particuliers (correspondances G et H), des solutions exactes et, en général (correspondance K), des solutions meilleures que celles données par un réseau de résistances calculé autrement.

13.2. Image inverse d'un nœud

La théorie classique dit qu'un nœud du réseau représente un point de l'espace P_1 (à deux dimensions) et identifie leur potentiel à un facteur multiplicatif près.

Notre raisonnement nous a conduit à la correspondance $(K \circ F)$ et son inverse $(F^{-1} \circ K^{-1})$ qui fait correspondre chaque nœud du réseau, non pas à un point mais à un rectangle curviligne de l'espace P_1 ; si bien que le potentiel du nœud est lié au potentiel moyen du rectangle curviligne qu'il représente, et que le courant injecté dans le nœud est lié à la somme des charges contenues dans ce même rectangle.

En passant des mesures effectuées sur le réseau à l'espace physique, il n'est pas possible de détailler autant qu'on le voudrait le champ de potentiel, de même qu'il est impossible de retrouver tous les détails d'une photographie à partir de sa reproduction tramée.

13. Bibliographie

Le lecteur pourra trouver une bibliographie abondante dans notre « *Etude et réalisation d'un réseau analogique de résistances* » publiée dans le numéro **424-425** de l'*Onde Electrique* (1962) ou bien dans notre thèse (Toulouse-juin 1965, numéro 250) qui contient également un paragraphe traitant en détails l'application de notre théorie à un réseau de résistances (symétrie de révolution).

Il pourra la compléter par les quatre publications indiquées ci-dessous :

BONNEROT J. - *C.R. Acad. Sci.*, 1824, 26, 6 octobre 1958.

BONNEROT J. - *C.R. Acad. Sci.*, 1878, 80, 9 novembre 1959.

MALAVAD L., RENARD G. - La technique des analogies électriques. Techn. Géné. du Lab. de Phys. *SURUGUE*. Edit. du C.N.R.S., t. 2, p. 77-153, 1962.

HEITZ R. - *L'Onde Electrique*, 1347-1367, n° 477, déc. 1966.

Correspondance

LE SYSTÈME DE SENSEURS SOLAIRES POUR LE SATELLITE D2

PAR

J. RAGOT
C. N. E. S

F. LACOSTE, *Air-Équipement* — F. DESVIGNES, *L. E. P* — et M. G. MARET, *R. T. C.*

1. Introduction

Le satellite D-2 doit être orienté de façon que son axe de rotation soit pointé vers le Soleil avec une précision de quelques minutes d'arc.

Le système de senseurs solaires que nous allons décrire, produira les signaux d'erreur en tangage et lacet qui seront utilisés pour l'acquisition et le pointage fin de la direction du Soleil.

Tous les senseurs sont rassemblés dans un bloc central, sauf le senseur d'acquisition, dont les éléments sont disposés à l'extrémité de panneaux solaires pour avoir un champ suffisant.

La figure 1 représente le bloc central composé des senseurs suivants :

1° Un senseur intermédiaire à deux axes utilisé quand le dépointage θ est inférieur à 30°.

2° Deux senseurs fins à un axe utilisés quand le dépointage θ est inférieur à 5°.

3° Un senseur de commutation intermédiaire qui déclenche la commutation entre le senseur d'acquisition et le senseur intermédiaire vers $\theta = 30°$.

4° Un senseur de commutation fine qui déclenche la commutation entre le senseur intermédiaire et le senseur fin vers $\theta = 5°$.

5° Un senseur d'information dont le champ est un cône de demi-angle au sommet égal à 30′.

Le bloc central contient également :

— les deux amplificateurs du senseur intermédiaire,
— les deux amplificateurs des senseurs fins,
— la logique de commutation associée au senseur de commutation intermédiaire.

Avant de décrire successivement les différents éléments, nous rappellerons que la succession de trois senseurs de champs décroissants est nécessitée par la présence de la lumière diffusée par la Terre qui pourrait perturber gravement la précision du pointé si une solution différente était adoptée.

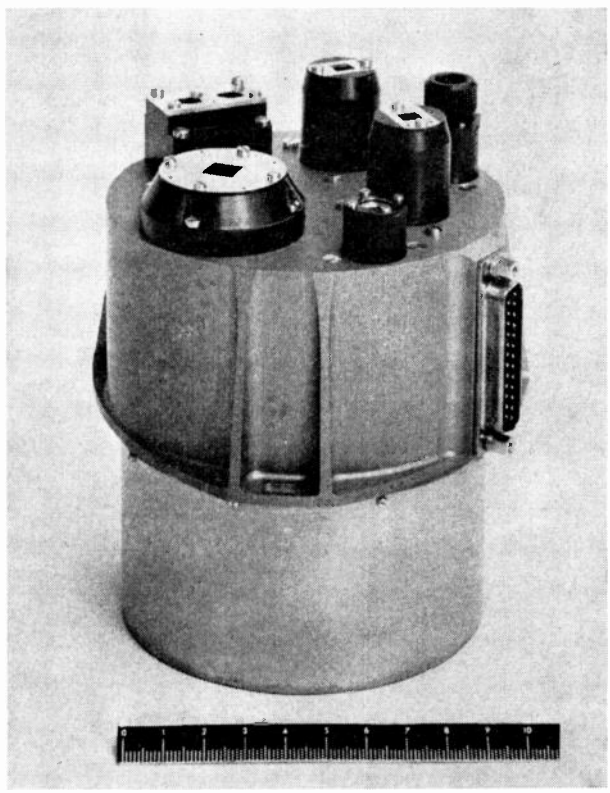


FIG. 1. — Bloc de senseurs solaire pour le satellite D 2.

2. Description des senseurs solaires

La figure 2 représente le schéma de principe du senseur d'acquisition. Les quatre cellules montées chacune au bout

d'un panneau solaire sont connectées deux à deux en opposition. Les signaux obtenus sont, sauf pour $\theta < 3°$, très voisins de :

$$X = A \sin\theta \cos\varphi$$
$$Y = A \sin\theta \sin\varphi$$

θ étant l'angle de dépointage et φ l'angle de roulis.

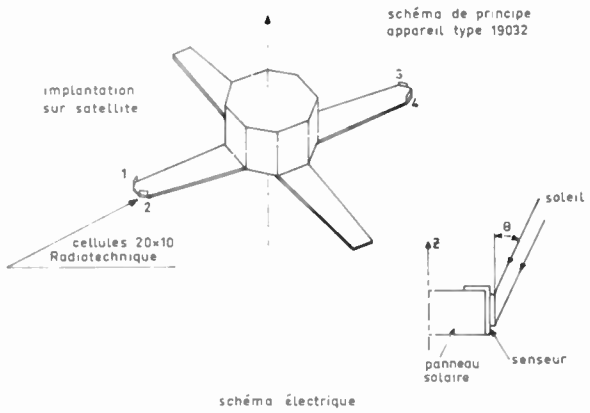


FIG. 2. — Senseur d'acquisition

● *Senseur intermédiaire :* Les quatre cellules disposées derrière l'ouverture carrée de 7 mm de côté, sont connectées deux à deux en opposition et délivrent des signaux très voisins des formes analytiques définies pour le senseur d'acquisition. La différence essentielle est que la variation de l'amplitude avec le dépointage θ représentée sur la figure 3 est excellente aux faibles angles car, dans ce cas, l'incidence est voisine de la normale tandis que, pour le senseur d'acquisition, l'incidence était rasante.

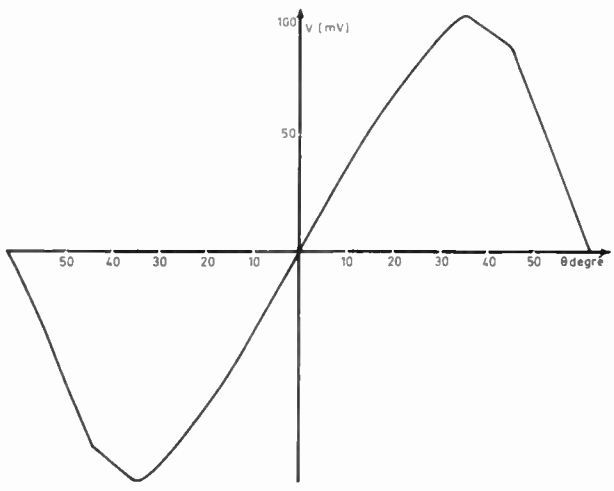


FIG. 3. — Senseur intermédiaire A.E. type 19027, Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge 9 Ω.

● *Senseur fin :* Les deux cellules disposées derrière l'ouverture carrée de 5 mm de côté sont connectées en opposition et délivrent des signaux dont l'amplitude $F(\theta)$

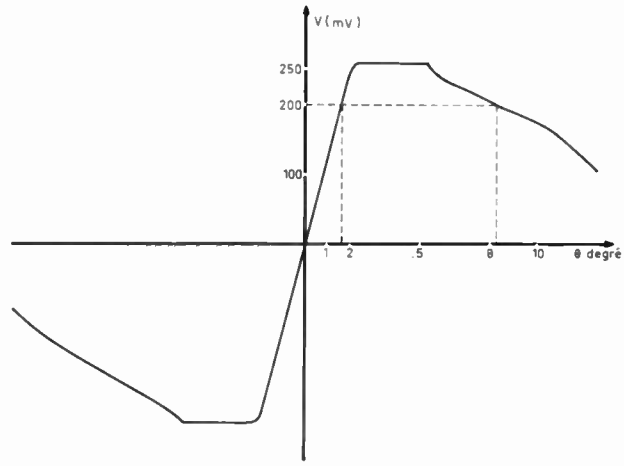


FIG. 4. — Senseur fin A.E. type 19026. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 33 Ω.

est représentée sur la figure 4. La partie linéaire pour $|\theta| < 2°$ correspond au cas où la lumière du soleil est répartie entre les deux cellules. La linéarité est meilleure que ± 2 % pour $|\theta| < 1{,}5°$ et la stabilité du zéro pour le senseur seul est de $\pm 30''$ environ. La pente à l'origine est de 2 mV par minute d'arc. L'uniformité de réponse du senseur, lors d'un dépointage angulaire autour de l'axe perpendiculaire est obtenue grâce à un espacement et à une inclinaison appropriée des barrettes collectrices des cellules.

La partie saturée pour $|\theta| > 2°$ correspond au cas où la lumière du Soleil tombe sur une seule cellule. L'étendue de cette région est augmentée par la présence d'un cylindre intérieurement réfléchissant, disposé jusqu'à la moitié de la hauteur du senseur.

● *Senseur de commutation intermédiaire :* Chacun des deux signaux utilisés séparément pour la commutation des axes, lacet et tangage, est produit par une cellule placée au fond d'un cylindre dont la paroi intérieure est peinte en noir. La caractéristique angulaire indépendante de l'angle de roulis φ est représentée sur la figure 5. Les niveaux de déclenchement du circuit de commutation à hystérésis, décrit plus loin, sont environ 140 mV et 260 mV et correspondent à $\theta = 35''$ et $\theta = 25''$.

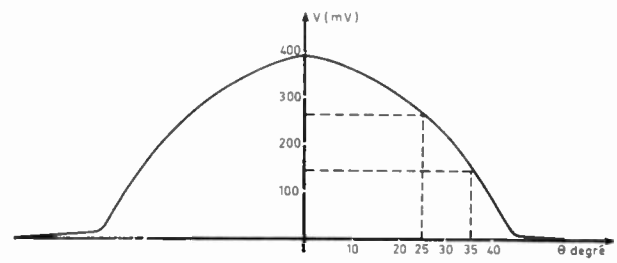


FIG. 5. — Senseur de commutation 30° AE type 19030. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 100 Ω. *Remarque* : la réponse du senseur ne dépend pas de φ.

● *Senseur de commutation fine et senseur d'information :* Le premier des deux senseurs comprend quatre photodiodes disposées suivant un circuit redondant série-parallèle délivrant deux signaux qui sont combinés dans un circuit OU à l'intérieur du bloc électronique de pilotage. Les caractéristiques angulaires très nettes représentées sur les figures 6 et 7 sont obtenues par un choix approprié des résistances

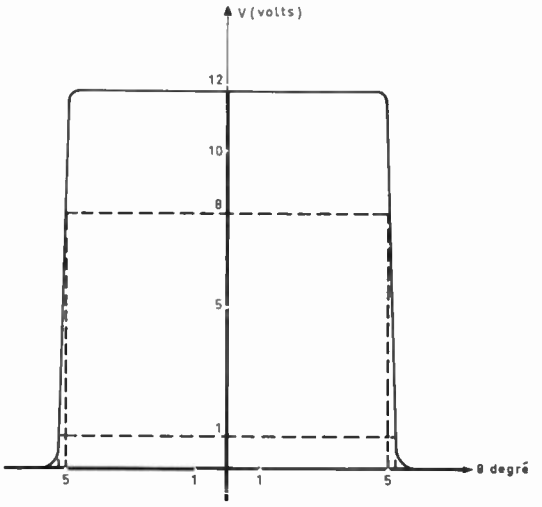


FIG. 6. — Senseur de commutation 5° AE type 19029. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 10 kΩ. *Remarque* : la réponse du senseur ne dépend pas de φ.

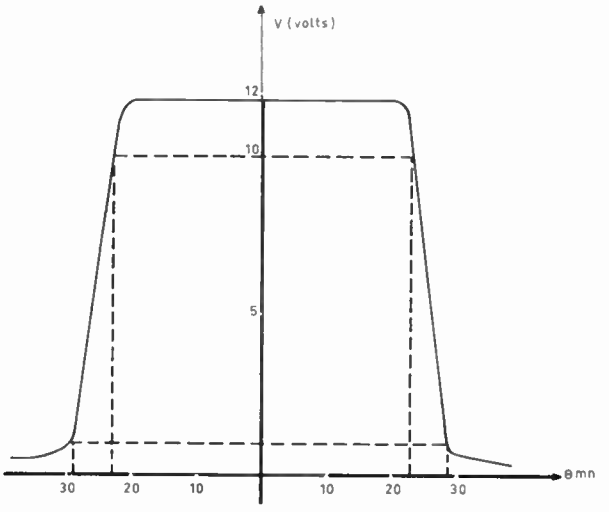


FIG. 7. — Senseur d'information AE type 19028. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 50 kΩ. *Remarque* : la réponse du senseur ne dépend pas de φ.

de charge, de façon à saturer franchement sous le flux solaire tout en ne donnant qu'un signal faible sous le flux diffusé par la Terre.

3. Choix des photodétecteurs

La figure 8 représente les différents photodétecteurs utilisés.

Le choix de ces détecteurs a été fait après avoir vérifié leur bonne tenue à toutes les conditions spatiales. Les mesures très détaillées effectuées au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquée (LEP) ont montré, en particulier, que ces détecteurs étaient capables de supporter des niveaux de vibrations de 80 g entre 20 et 2 000 Hz, des cycles thermiques violents et l'exposition prolongée à l'ultravide. Des essais d'irradiation par des électrons de 4 MeV ont également prouvé que la détérioration des caractéristiques était modérée.

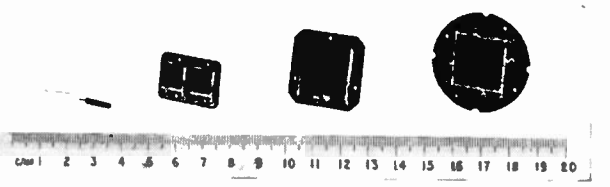


FIG. 8. — Différents photo-détecteurs utilisés.

Les photodétecteurs utilisés dans le senseur de commutation fine et le senseur d'information sont des photodiodes Texas Instruments IN 2 175 standards, mais à qui nous faisons subir un vieillissement de 600 h. Des photodiodes analogues ont déjà été utilisées pour des satellites américains et également sur FR-1.

Tous les autres photodétecteurs sont des cellules solaires au silicium fabriquées suivant des spécifications spéciales à l'usine de Caen de la Radiotechnique.

Ces cellules du type N/P sont constituées d'un matériau de base de résistivité 10 Ω.cm fabriqué par la méthode de CZOCHRALSKI en atmosphère d'argon, l'impureté acceptrice étant du bore.

Après rectification, le monocristal de silicium est découpé en plaques qui sont rodées puis polies par voie chimique. L'opération de diffusion est alors effectuée à une température voisine de 900 °C en présence d'un gaz dopé avec un composé phosphoré.

Après la diffusion, on élimine la couche diffusée sur l'une des faces du disque, puis on réalise sur l'autre face une géométrie de contact très précise par métallisation sous vide suivie d'un traitement thermique.

A ce stade, on obtient sur une même plaque soit deux cellules de 10×20 mm destinées au senseur fin ou au senseur d'acquisition, soit quatre cellules de 10×10 mm destinées au senseur intermédiaire ou au senseur de commutation intermédiaire.

Les fils de sortie sont des rubans de nickel doré soudés aux cellules à l'aide d'un alliage plomb-étain-argent. L'autre extrémité des fils de sortie est soudée électriquement sur une borne isolée en téflon.

Les cellules sont collées sur la plaque-support en utilisant un moule de collage permettant d'obtenir une précision de 0,1 mm. Les fenêtres de protection en verre à l'oxyde de césium sont munies de filtres bleus dont la courbe de transmission spectrale est fournie par la société MTO avec chaque lot.

Les cellules sont alors soumises à des essais non destructifs pour vérifier leur tenue mécanique. Après des cycles thermiques entre —60 °C et +60 °C, les cellules sont soumises à des vibrations de 70 g entre 20 et 2 000 Hz.

Les contrôles électriques définitifs sont alors effectués en tenant compte de l'utilisation exacte des cellules. Par exemple, pour le senseur fin, on explore la surface des cellules avec un spot carré ayant les dimensions prévues pour l'utilisation définitive, c'est-à-dire 5×5 mm.

4. Description de l'électronique associée

L'électronique associée a pour fonction :

1° l'amplification des signaux des senseurs,

2° la commutation des senseurs.

Les quatre amplificateurs ont des caractéristiques identiques. Leur gain est voisin de 30 et leur résistance d'entrée seule est différente suivant le senseur qui leur est associé.

Le circuit symétrique comprend trois étages d'amplification correspondant à :

1 double transistor type 2 N 2060,

2 transistors type PNP 2 N 2907,

2 transistors type NPN 2 N 2222.

La polarisation du dernier étage est assurée par quatre diodes. Deux condensateurs limitent la bande passante de façon à éviter les oscillations possibles. La compensation en température est obtenue par deux transistors dont le gain est ajustable.

La consommation de cet amplificateur est faible puisqu'elle ne dépasse pas :

25 mW entre le +12 V et la masse

25 mW entre le —12 V et la masse

La linéarité est meilleure que ±1 % pour une tension de sortie inférieure à ±10 V. L'amplitude maximale à saturation est de l'ordre de ±10,5 V. Dans la gamme —25 °C, +55 °C, c'est-à-dire pour une variation de 80 °C, la dérive à la sortie de l'amplificateur est inférieure à 35 mV. Comme le gain de l'amplificateur est de 37,5, la dérive ramenée à l'entrée est de l'ordre de 1 mV pour 80°, soit 12,5 µV/degré.

Il est bon de noter que ce résultat est obtenu malgré les difficultés d'un circuit à faible consommation.

La logique de commutation comprend deux parties nettement séparées :

1° Un circuit de Schmitt à hystérésis qui décide la commutation en fonction du niveau du signal du senseur de commutation intermédiaire ;

2° Un circuit de commande du relais qui connecte l'entrée de l'amplificateur vers le senseur d'acquisition ou le senseur intermédiaire.

Le circuit de Schmitt a la particularité d'être commandé par l'émetteur du transistor d'entrée, ce qui permet des seuils de quelques centaines de millivolts.

L'écart de seuils qui donne l'hystérésis est assuré par le choix d'une résistance. La compensation de température est obtenue par deux diodes.

La commande du relais est effectuée à travers des portes commandées par le circuit de Schmitt à une cadence déterminée par un oscillateur incorporé constitué d'un transistor unijonction. Le principe du circuit est tel que le résultat de la commande est vérifié par un contact du relais et que la commande est répétée si l'ordre donné n'est pas effectué.

La consommation de ce circuit est encore plus faible que celle des amplificateurs puisqu'elle ne dépasse pas en moyenne 10 mW (+12 V uniquement). L'appel de courant pendant la commutation du relais est négligeable, grâce à un condensateur de 100 µF qui emmagasine la plus grande partie de l'énergie nécessaire.

5. Description de l'installation d'essais

Le simulateur réalisé par la Société BBT permet d'obtenir un flux voisin de celui du Soleil avec un diamètre apparent de 32′.

Le réglage du zéro des senseurs peut être effectué de plusieurs manières. Nous pensons que la meilleure méthode pour les senseurs de caractéristique linéaire est d'annuler la composante continue du signal obtenu en faisant tourner le senseur autour d'un axe perpendiculaire à sa face d'appui. On montre, en effet, que le signal présente une composante alternative, fonction du dépointage de l'axe de rotation avec la direction du faisceau, et une composante continue fonction de l'angle de l'axe de rotation avec le plan sensible du senseur. L'avantage très important de cette méthode est qu'elle n'exige pas une bonne uniformité de brillance dans le diamètre apparent du simulateur.

Nous estimons que cette méthode permet d'observer nettement une dérive de 0,5 mV, c'est-à-dire 15″ pour le senseur fin de D-2. Notons qu'elle n'est applicable que si la caractéristique est bien linéaire, ce qui est le cas ici.

TÉLÉMESURE - TÉLÉCOMMANDE

PAR

J. FAGOT

Directeur technique à la CSF

Nous signalons à nos lecteurs un article de synthèse traitant de l'évolution des techniques utilisées pour les liaisons radioélectriques servant aux télémesures et aux télécommandes dans l'exploration de l'espace lointain. Il a été publié dans l' « *Astronautique* », revue de la Société Française d'Astronautique, N° 2 (1967), diffusée par les Editions Air et Cosmos, 21, rue d'Uzès, Paris-2e.

Sous la rubrique « Données Générales », l'auteur rappelle d'abord les formes adoptées pour les signaux de modulation : messages constitués par une suite de digits binaires formant une suite de mots dont certains sont affectés à la synchronisation nécessaire au déchiffrage. Selon la technique actuellement préférée, ces digits modulent une sous-porteuse suivant deux états de phase opposée (PSK = phase shift Keying).

Le bilan d'une liaison est ensuite étudié. Il consiste à évaluer le niveau de la puissance reçue en fonction des nombreux facteurs mis en jeu (puissance émise, gain des antennes, atténuations diverses, et naturellement les distances qui sont considérables). En regard est évaluée la puissance de bruit. On a, en utilisant les données théoriques et expérimentales actuelles, le moyen d'évaluer le taux d'erreur par bit d'information et ainsi de fixer les paramètres désirables pour une liaison donnée. Naturellement, le système PSL est choisi en raison de ses remarquables performances en présence du bruit élevé qui est rencontré dans ce genre de liaison.

Les conditions particulières de modulation et de démodulation sont ensuite passées en revue, ainsi que les dispositifs particuliers relatifs à la transmission du signal de synchronisation des digits que l'on doit avoir à sa disposition à la réception, préalablement à toute démodulation.

Les codes binaires à moindre taux d'erreurs sont rapidement passés en revue : il s'agit des codes dits « orthogonaux » qui augmentent le nombre de digits par bits d'information transmis, donc qui accroissent la largeur de bande, mais qui réduisent encore le taux d'erreur.

L'étude se termine par un bilan des progrès réalisés dans ce domaine, au cours des dernières années. C'est ainsi que, pour la distance d'une unité astronomique (150 millions de kilomètres), on écoulait en 1959 dans la première mission Pioneer un taux d'information de 0,00025 bits/s alors qu'on en écoule actuellement 34 et que, pour un avenir qui n'apparaît pas comme très lointain, c'est 12 000 bits/s qu'on envisage de transmettre sur ce type de liaison.

Vie de la Société

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Dans les « communiqués » de l'*Onde Electrique* de septembre 1967, il avait été indiqué que le Colloque International sur la Télévision en Couleur aurait lieu en même temps que le Salon des Composants.

D'autres manifestations internationales ayant lieu à la même époque, le Comité d'organisation a été conduit à le décaler d'une semaine ; il précédera donc immédiatement le Salon des Composants, du 25 au 29 mars 1968.

PROGRAMME

Ce Colloque a pour but d'étudier les aspects scientifiques et techniques que posent la télévision en couleur et son exploitation à un moment où plusieurs pays en Europe commencent une radiodiffusion régulière de programmes de télévision en couleur et où beaucoup d'autres pays s'apprêtent à faire de même à plus ou moins brève échéance.

En associant l'expérience déjà longue de certains pays à celle, plus récente, d'autres pays, on s'efforcera de dégager les problèmes essentiels posés par la technique de reproduction des images en général et de son application à la radiodiffusion. Une attention particulière sera apportée aux méthodes et appareillages de mesure, tant sur l'image elle-même que sur les circuits de transmission du signal de télévision.

La reproduction des images en couleur

La reproduction des images en couleur en télévision pose des problèmes théoriques et pratiques de colorimétrie et de distorsions en relation avec les propriétés de la vision.

A titre indicatif, la liste suivante indique quelques problèmes pouvant retenir l'attention :

— colorimétrie des systèmes analyseurs et récepteurs, normalisation des principaux paramètres colorimétriques ;
— propriétés de la vision et distorsions photométriques et colorimétriques tolérables ;
— colorimétrie du film cinématographique en relation avec son utilisation en télévision ;
— évaluation objective et subjective de la qualité des images en couleur ;
— méthodes et appareillages de mesure.

L'équipement des chaînes de télévision et l'exploitation des réseaux de radiodiffusion

Dans cette partie du programme seront réunies les communications traitant des équipements techniques de télévision dans la chaîne de radiodiffusion et des méthodes de contrôle et de mesure des caractéristiques de cette chaîne dans les conditions d'exploitation normales.

On pourra distinguer deux catégories de problèmes, ceux concernant la production des images dans les centres vidéo ou en reportage et ceux concernant la chaîne de distribution aux émetteurs, et la diffusion (émetteurs et réémetteurs), y compris l'utilisation des satellites à ces fins. Dans ce cadre pourra s'établir la classification provisoire suivante :

— prise de vue directe en studio - éclairage - prise de vue en extérieur (reportages) ;
— équipements d'analyse, caméras, télécinémas, chaîne vidéo, codage, décodage, mélange, etc. ;
— enregistrement (magnétique en particulier) des images ;
— conversion entre systèmes différents ;
— réseau de liaison point à point par faisceaux hertziens et par satellites ;
— émetteurs et réémetteurs de radiodiffusion ;
— équipements de mesure et de contrôle des chaînes de radiodiffusion (qualité à la source, distorsions de transmission).

La réception de la télévision en couleur

La réception de la télévision présente des caractères particuliers du fait de la construction en grande série des récepteurs, de la diversité des installations d'antenne et des conditions spéciales de maintenance des récepteurs. L'installation de réception constitue cependant un maillon essentiel de la chaîne et influence sensiblement la qualité finale de l'image de télévision en couleur.

Ls communications pourront porter notamment sur les points suivants :

— antennes et conditions de réception (champ minimal, défauts de propagation, brouillages) ;
— distribution collective du signal capté par l'antenne, précautions particulières ;
— le tube-image et son évolution ;
— projection sur grand écran ;
— conception et fabrication des récepteurs ;
— fiabilité et maintenance des récepteurs et des installations de réception ;
— méthodes et appareillages de mesure sur les récepteurs, etc.

ORGANISATION DU COLLOQUE

Le règlement du Colloque sera adressé, en même temps que les bulletins d'inscription définitive, à tous ceux qui auront retourné la carte réponse. Les inscrits recevront au mois de mars le Guide du Congressiste leur donnant tous les renseignements détaillés dont ils auront besoin.

Le dossier de séance comportant le résumé des communications pourra être retiré par les Congressistes à partir du samedi 23 mars 1968 à 9 heures au Secrétariat du Colloque.

Les auteurs de communications sont invités à faire connaître dès que possible le titre de la conférence qu'ils proposent. Le résumé de leur communication devra parvenir au Secrétariat avec leur inscription définitive, entre le 1er octobre et le 1er décembre 1967.

Adresse : COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR, 16, rue de Presles, 75-Paris-15e.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

Le Département « Fréquences » du Centre National d'Etudes des Télécommunications, 196, rue de Paris, 92-Bagneux, nous fait savoir que, par suite d'incidents techniques sur l'installation Cs2, il n'y aura pas encore de TABLEAU DES MESURES JOURNALIÈRES DES PHASES DES EMETTEURS DE FRÉQUENCE ETALON pour le mois de septembre 1967.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

RÉSINE NYLON RENFORCÉ FIBRE DE VERRE

Le département Matières Plastiques de Du Pont est désormais en mesure de fournir des résines renforcées à la fibre de verre pour moulage.

Ce produit, le « Zytel 7000 » est le premier nylon renforcé présenté par la Société Du Pont. Trois compositions différentes seront offertes sur le marché : un nylon 6.6 pour applications courantes, un nylon résistant à la chaleur et un nylon résistant à l'hydrolyse. Dans les trois cas, le support est constitué de 33 % de fibres de verre courtes. Celles-ci augmentent la résistance du nylon à la traction de plus de 100 % et triple sa rigidité et sa stabilité dimensionnelle.

Parmi les domaines d'utilisation prévus pour le nylon renforcé on peut citer la fabrication de carcasses de bobinages, bobines diverses, éléments de fixation, engrenages, interrupteurs électriques et autres pièces analogues qui exigent une bonne tenue aux charges élevées, une bonne résistance au fluage et une bonne stabilité dimensionnelle dans une gamme étendue de températures et d'humidité relative.

La mise en œuvre de la résine nylon « Zytel 7000 » s'effectue de préférence dans des presses à injection à vis utilisées couramment pour les thermoplastes. La viscosité du nouveau produit fondu est environ le double de celle des résines classiques. Pour faciliter l'écoulement et améliorer le remplissage des empreintes, il est nécessaire d'adopter des pressions plus élevées et d'augmenter la température du cylindre d'injection de 10 à 20 °C.

Le retrait de la résine renforcée est inférieur à la moitié de celui de la résine de base ; la matière peut être rebroyée et remoulée sans qu'il en résulte une réduction notable des propriétés physiques.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à Gerald Lander, Du Pont Information Service (Plastics), Case Postale CH-1211, Genève - 24.

NOUVEAUX TUBES CATHODIQUES BICOLORES A UN SEUL CANON

Sylvania présente un tube à rayons cathodiques bicolore à simple canon et double couche phosphorescente qui satisfait aux exigences particulières rencontrées dans les systèmes d'affichage militaires, industriels et commerciaux.

Ces nouveaux tubes dépassent les possibilités actuelles des tubes à trois canons équipés de masque à trous, grâce à une technique de construction utilisant des phosphores à plusieurs couches.

Il suffit, en effet, de commuter la tension d'anode à un plus ou moins haut niveau pour obtenir du rouge ou du vert de ce nouveau tube couleur à un canon.

Dans les systèmes d'affichage pour le contrôle aérien, des couleurs peuvent être utilisées pour indiquer différentes altitudes afin d'obtenir des informations sûres et rapides sur les avions placés en circuit d'attente. Elles peuvent aussi être employées pour indiquer différentes pistes d'atterrissage. Dans les dispositifs d'affichage pour calculateurs électroniques, la couleur peut être utilisée pour indiquer des données significatives ou données récemment supprimées, modifiées ou ajoutées.

Le plus caractéristique de ces tubes multicolores est le modèle Sylvania SC-4689. Ce dernier présente l'avantage d'une excellente séparation des couleurs, du rouge au vert, en commutant la tension sur l'anode n° 3 de 6 000 à 12 000 volts. Utilisant un écran de 12,5 cm de diamètre et un canon à haute résolution, le SC-4689 offre une accélération en spirale après déflexion, afin d'atténuer les variations dans la sensibilité de déflexion et la linéarité du motif lors du changement de potentiel de l'anode n° 3.

Sylvania peut appliquer le même principe à d'autres dimensions et modèles, telle qu'une unité à deux canons, pour satisfaire aux besoins particuliers de chaque utilisateur.

Pour tous renseignements, s'adresser à C. Marshall, Burson-Marsteller Assoc., 2, rue Thalberg, Genève, Suisse.

NOUVEAUTÉS DE LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.

Unités de comptage à blocs-circuits « série 10 »

Présentée au dernier Salon des Composants Electroniques, la nouvelle série d'unités de comptage à blocs-circuits « série 10 » de LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C. est désormais commercialisée.

Elle comprend des décades et doubles décades de comptage, des diviseurs et doubles diviseurs par 16, des diviseurs par 256, des mémoires-tampons, des compteurs-décompteurs, des registres à décalage et des compteurs en anneau, tous réalisés sur plaque imprimée en verre époxy.

La technologie de ces nouvelles unités a été tout spécialement orientée en vue d'une large utilisation industrielle, leur fonctionnement de 30 kHz permettant pratiquement de satisfaire tous les besoins de l'industrie concernant le comptage. Grâce à l'utilisation des blocs-circuits « série 10 », la sensibilité aux parasites est considérablement réduite. Le petit nombre d'unités nécessaires à la réalisation d'un ensemble de comptage limite sensiblement les points de contact, connexions et soudures.

La commercialisation de la « série 10 » n'a pas entraîné l'arrêt de la fabrication à l'usine d'Evreux des unités de comptage à blocs-circuits « série 100 » qui, du fait de leur fréquence de fonctionnement de 100 kHz, continueront à s'imposer dans les domaines de la mesure et des laboratoires.

Transistors de puissance V.H.F.

La Radiotechnique-Coprim-R.T.C. disposait déjà, avec les BLY 37 et BLY 53, de deux transistors plans NPN au silicium susceptibles de fournir une puissance de sortie de 5 W à 470 MHz. Deux nouveaux transistors de puissance : le 218 BLY et le 219 BLY viennent de s'ajouter aux précédents pour former une gamme homogène permettant la réalisation des étages de puissance d'un émetteur VHF ou UHF à partir d'une puissance d'attaque de 50 mW.

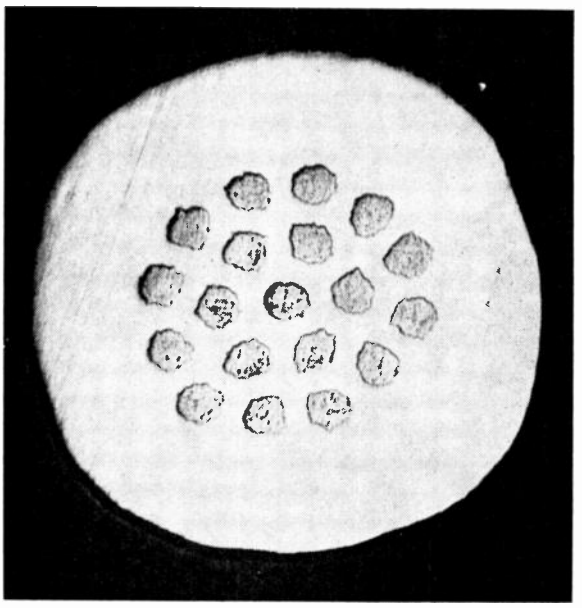
● Le 218 BLY a été conçu comme « driver » des BLY 37 et 53 : alimenté sous 13,8 V, il peut fournir une puissance de sortie de 3 W à 470 MHz. Pour une puissance de sortie de 1,25 W, niveau suffisant pour l'attaque du BLY 53, le gain en puissance est au moins égal à 8 dB. La fréquence de transition est de 1 200 MHz. Parmi les applications de ce transistor, citons les étages de sortie des petits émetteurs fixes ou portatifs.

● Le 219 BLY a été conçu comme « driver » du 218 BLY, donc comme « pré-driver » des BLY 37 et 53 : alimenté sous 13,8 V, il fournit une puissance de sortie de 0,5 W à 470 MHz avec un gain de puissance garanti de 10 dB.

UN NOUVEAU SUPRACONDUCTEUR

La Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT vient d'entreprendre la fabrication, à l'échelle industrielle, de fils fins réalisés à partir de l'alliage supraconducteur Cryogauss, composé de 60 % de niobium et 40 % de titane. Le fil est gainé de cuivre de haute pureté ; la qualité de l'adhérence âme-cuivre assure une très grande stabilité au supraconducteur et un coefficient d'échange thermique élevé.

Les fils supraconducteurs de la famille Cryogauss sont, soit les fils monobrins TH.N 910, d'une longueur unitaire de 2 000 mètres, soit les fils à âmes multiples, notamment à 7, 19 et 61 brins, de la série TH.N 911.



Les fils monobrins peuvent être toronnés et l'on peut obtenir des bandes supraconductrices permettant le passage de courants atteignant 10 000 A.

Les fils supraconducteurs monobrins ont une âme d'un diamètre moyen de 250 microns. Chaque brin composant les fils à âmes multiples a un diamètre compris entre 100 et 250 microns.

La densité de courand admissible est de l'ordre de 1,2 10^5 A/cm², à 5 teslas, et le champ critique maximal est de 12 teslas à 4,2 °K. La température critique est de 10 °K. L'épaisseur de la gaine de cuivre varie de 40 à 200 microns. Le rapport de résistivité de la gaine entre 290 °K et 4,2 °K sous 5 teslas est de 80 à 100. La charge de rupture à 20 °C se situe à 120 kg/mm².

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE DIGITEST

Le « DIGITEST » est un multimètre numérique autonome d'une classe de précision allant de 0,5 % à 2 %, selon les calibres. Il a 23 calibres de mesures, partagés en 5 fonctions (tension continue et alternative, courant continu et alternatif, résistance) couvrant tous les domaines de la mesure des grandeurs électriques. Cet appareil affiche les résultats de la mesure avec 3 chiffres significatifs et avec virgule flottante.

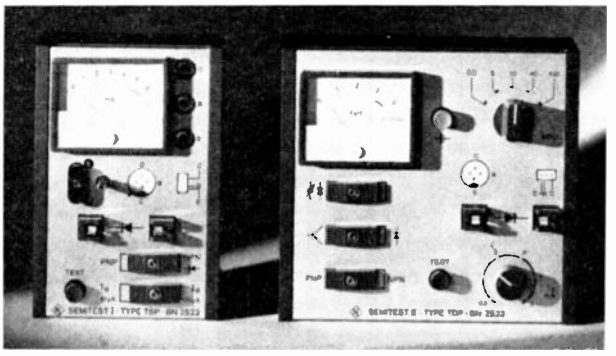
Il est présenté en version pile, secteur ou secteur-batterie Ni-Cd.

Un accord vient d'être conclu entre Schneider - Radio-Télévision et Honeywell Inc. de Denver (U.S.A.), confiant à cette dernière l'exclusivité de la distribution pour le continent Américain du « Digitest » et des appareils en dérivant.

TRANSISTORMÈTRES SEMITEST ROHDE ET SCHWARZ

Gamme de courant : 6 mA.
Courant de court-circuit : 5,5 mA.
Commutation : PNP/NPN.

Le Semitest I (type TSP) permet de déterminer les caractéristiques des courants direct et inverse des diodes et le gain en courant des transistors. Les types à silicium et à germanium peuvent être distingués à l'aide de la tension de seuil. Le courant en court-circuit est si faible qu'une erreur de polarité n'entraîne pas la destruction des transistors.



Fréquences de mesure : 0.5/3/10/40/100 MHz.
Point de fonctionnement
— pour les transistors (PNP/NPN)
$U_{CB} = \pm 4{,}5$ V.
$I_E = 0{,}5$ à 5 mA.
— pour les varicaps $-U_D = 4{,}5$ V.

Le Semitest II (type TDP) détermine la fréquence de coupure des transistors et des diodes et leur rendement en oscillateurs à cinq fréquences différentes. Lors des mesures sur les varicaps, la chute de la tension HF est une mesure directe de la résistance d'affaiblissement ; l'écart de fréquence détermine la capacité dynamique.

Des mesures plus précises et plus étendues des paramètres peuvent être faites avec le transistormètre de puissance type TLM, le transistormètre type TYM ou l'ensemble de contrôle pour semiconducteur type BMA, fabriqués également par Rohde et Schwarz.

Renseignements complémentaires auprès de Rohde et Schwarz France, 33, bd Berthier, Paris-17e. Tél. 380.34.68.

STABILISATEUR DE SPECTRE SORELIA

Cet appareil compense les dérives d'un ensemble de spectrométrie mono ou multicanal.

Le principe consiste à insérer pendant des instants très courts, une source de référence dont l'énergie du pic caractéristique est voisine de celle de la source à mesurer. Sur les deux côtés du pic de référence d'énergie connue, sont préréglés deux discriminateurs dont les sorties sont comparées numériquement. La différence est convertie analogiquement en signal de correction de l'amplificateur d'entrée.

L'originalité consiste dans la présentation de la source de référence devant la chaîne de mesure. Dans un château de plomb, où est installé le photomultiplicateur, tourne un colimateur à la vitesse de 50 tr/s. Le colimateur installé entre la source de référence, et le scintillateur, est muni d'un orifice qui permet de présenter cent fois par seconde la source de référence devant le scintillateur.

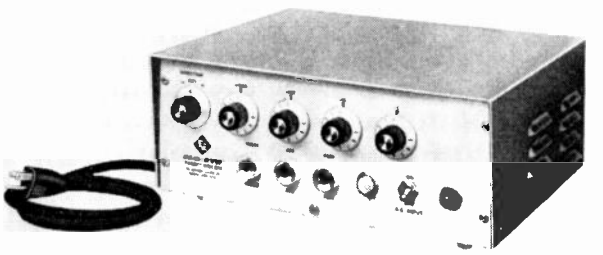
Par l'intermédiaire d'un système optique, sont créées des impulsions électriques pour synchroniser l'appareillage avec la présentation de la source de référence.

Cet appareil est d'un emploi très simple, il n'introduit pas de bruit de fond supplémentaire. La stabilisation se fait continuellement dans le temps et peut être de ± 1 canal sur 1 024 canaux. Le pourcentage de dérive rattrapable peut être de ± 20 %, et être lu sur un appareil de mesure.

SORELIA ELECTRONIQUE, 150, rue de Chatou, 92-Colombes.

« PRESET INDEXER » DE SUPERIOR ELECTRIC

Cet appareil est destiné à commander un moteur pas-à-pas. L'avance dans un sens ou dans l'autre est déterminée par la position de commutateurs à 10 positions correspondant aux unités, dizaines, centaines, etc. Le début du mouvement est déclenché par pression sur un bouton ou fermeture d'un contact extérieur. Lorsque le nombre de pas



est atteint, le moteur s'arrête et un relai ferme un contact utilisable dans un circuit extérieur. Il existe un modèle double permettant de commander simultanément deux moteurs. L'appareil se fait avec 3, 4 ou 5 chiffres. Sur demande, un circuit permet d'arrêter toujours le moteur dans le même sens, pour éviter l'erreur due aux jeux des transmissions.

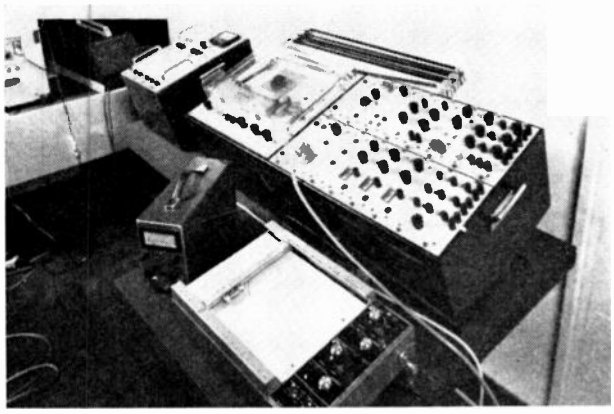
Représentant : Ets MEGEX, 105, quai Branly, Paris-15e.

INSTRUMENT POUR LES CALCULS ANALOGIQUES STATISTIQUES L'ISAC NOR 5003

L'ISAC, analyseur statitisque portable réalisé par NORATOM comprenant un enregistreur magnétique, est destiné à fournir des solutions pratiques, par les méthodes statistiques aux problèmes de commande automatique, de télécommunications, et plus généralement à l'étude des phénomènes aléatoires.

L'analyse de signaux à la fois périodiques et aléatoires peut être effectuée en fréquence (analyse spectrale), en temps (analyse de corrélations) et en amplitude (analyse de distribution d'amplitude). L'étude des signaux est effectuée à partir d'un enregistrement réalisé sur une boucle magnétique par l'appareil lui-même.

Enregistrement : Les trois canaux d'entrée sont identiques. Le signal d'entrée est appliqué à un amplificateur continu, suivi d'un filtre passe-bas étroit. On utilise la



modulation de fréquence en impulsion et le signal modulé est enregistré sur la boucle magnétique par un courant rectangulaire saturant la bande.

De grandes gammes de largeurs de bande en fréquence et de temps d'enregistrement sont fournies par huit vitesses de défilement de la boucle magnétique. Les calculs sont toujours réalisés à la vitesse maximale de la bande. Deux têtes magnétiques contiennent chacune trois canaux décalés les uns par rapport aux autres. Chaque signal d'entrée est enregistré sur deux pistes de la bande, une pour chaque tête.

Lecture et corrélation : On trouve deux canaux de démodulation identiques. La démodulation est réalisée en formant un train d'impulsions de hauteur et de durée constantes et en leur faisant traverser un filtre passe-bas.

Analyse spectrale en puissance : Un filtre de bande est utilisé pour estimer le spectre de puissance autour de la fréquence centrale. Un balayage continu en fréquence est obtenu suivant une méthode hétérodyne. Le signal démodulé est mélangé à une onde carrée croissant régulièrement en fréquence. La sortie du mélangeur traverse un filtre de bande, est élevée au carré, puis traverse un filtre passe-bas. Le spectre de puissance est enregistré sur une courbe continue.

Fonction de distribution : Dans un simple circuit comparateur, le signal modulé est comparé à une tension de référence, puis intégré.

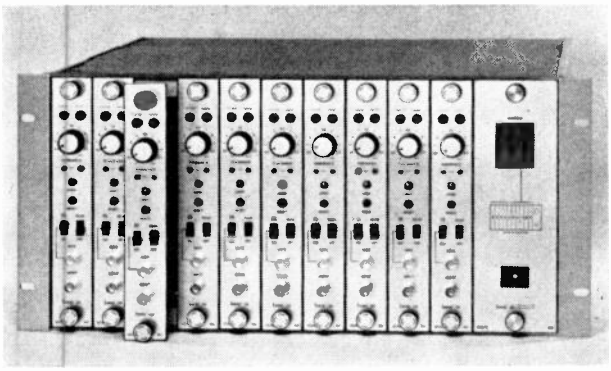
Représentation en France : TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A., 19-21, rue Madame de Sanzillon, 92-Clichy.

ECHELLES MODULAIRES « PLUG IN »

Ce sont des échelles enfichables, d'un encombrement très réduit, réalisées en circuits intégrés de logique TTL dans le standard NIM qui leur procure une excellente immunité aux parasites.

Elles ne comportent pas d'affichage de leur contenu, mais celui-ci peut être lu par les instruments BORER, de la série 600, ou être traité par calculateur. Elles comportent :

— Huit décades.



— Entrée équipée d'un discriminateur à couplage continu.
— Porte de coïncidence ou anti-coïncidence.
— Remise à zéro manuelle ou électrique.
— Deux petits voyants contrôlent le fonctionnement : l'un vert, visualisant le signal d'entrée, l'autre jaune, signalant que le contenu de l'échelle est différent de 0.

Elles peuvent être rassemblées par groupe de 10, dans un panier de type 620 comportant leur alimentation et le codage des adresses.

Chaque échelle a une impédance d'entrée de 50 ohms et peut supporter en permanence une surcharge de ± 5 V en continu ou ± 50 V pendant 0,5 s. Le seuil d'entrée est variable de façon continue de 0,25 à 2,5 V ; la sensibilité de la porte est négative 0.25 V.

Suivant les types, la longueur minimale d'impulsion à l'entrée varie de 2,5 à 20 ns, la résolution pour impulsions doubles variant de 8 ns à plus de 100 ns.

La température ambiante admissible est de 60 °C.

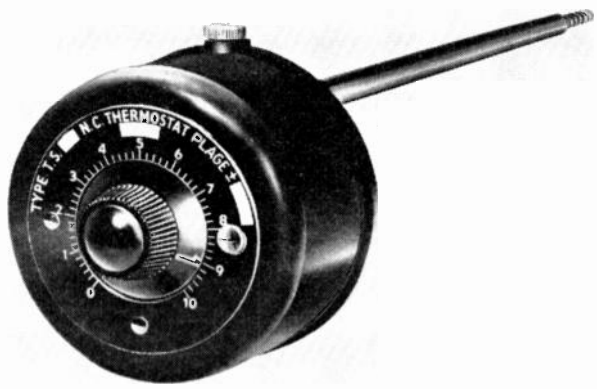
Représentation en France : SORELIA ELECTRONIQUE, 150, rue de Chatou, 92-Colombes.

THERMOSTATS DE PRÉCISION S.E.I.M.

Spécialisée dans la construction des thermostats à commande bimétallique, la S.E.I.E.M. présente le thermostat de précision TS.

Les avantages fondamentaux de ces matériels sont l'association d'une construction robuste à une sensibilité atteignant, selon les modèles, $\pm 0{,}1$ °C.

Pouvant être utilisés jusqu'à 300 °C, ces thermostats présentent l'avantage d'être étalonnables très facilement par



les utilisateurs, ce qui en fait des auxiliaires précieux dans les laboratoires où la multiplicité des contrôles entraîne souvent des investissements importants.

Ils sont fournis en version normalement fermé ou ouvert, et avec des longueurs de plongeurs pouvant atteindre 533 mm.

Sur demande, des doigts de gant en acier inoxydable sont adaptables sur les plongeurs.

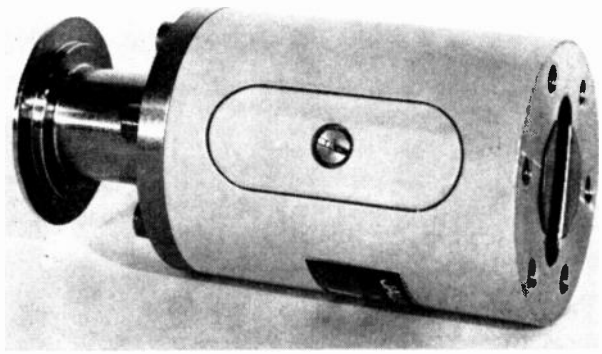
UNE GAMME NOUVELLE D'APPAREILS DE MESURE DU VIDE

Pour la mesure du vide de 1 à 10^{-6} torr, le Département Technique du Vide d'ALCATEL vient de mettre au point deux appareils industriels couvrant la gamme des vides primaire et intermédiaire. De conception simple et robuste ces appareils supportent, sans aucun danger, les remontées de pression brutale jusqu'à l'atmosphère.

Le manomètre thermique à thermocouple ATH-21 est l'appareil de mesure industriel par excellence pour la mesure des pressions dans le vide primaire ou intermédiaire, soit dans les enceintes elles-mêmes, soit dans les étages intermédiaires des groupes de pompage.

— Echelle de mesure : 3 à 10^{-3} torr.
— Lecture continue sur une seule échelle.
— Galvanomètre à grande échelle.
— Deux canaux de mesure avec tarage indépendant.
— Sélection des canaux par clavier à touches.

Au manomètre à ionisation à cathode froide ACF 10, ALCATEL apporte un important perfectionnement avec la jauge à cathode à double plasma (fig. 1) qui confère à l'ACF 10 deux avantages importants :

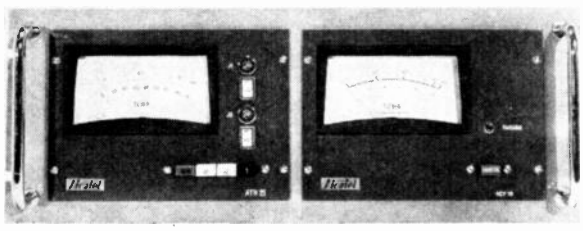


— l'indication de la lecture est d'une remarquable stabilité, analogue à celle d'une jauge triode, et ceci sans artifice aucun qui réagirait fâcheusement sur le temps de réponse.
— la pollution de la jauge, défaut commun aux manomètres à cathode froide, est considérablement retardée.

Grâce à ces perfectionnements, la fiabilité de la jauge à cathode froide est devenue aussi bonne que celle d'une jauge triode.

— échelle de mesure : 1.10^{-6} à 1.10^{-2} torr
— lecture continue sur une seule échelle
— galvanomètre à grande échelle
— consommation 35 VA pour une tension d'enregistrement 0 à 20 mV.

Ces deux appareils existent sous deux présentations : coffret transportable, ou demi-rack 19 pouces — 4 unités (fig. 2).



Le Manostat de sécurité APS 1 (fig. 3) est un moniteur de commande. Il indique un *niveau de pression*, en général il sera réglé pour indiquer, dans un groupe de production de vide, la pression d'ouverture des vannes de la pompe à diffusion. Il délivre un *signal*.

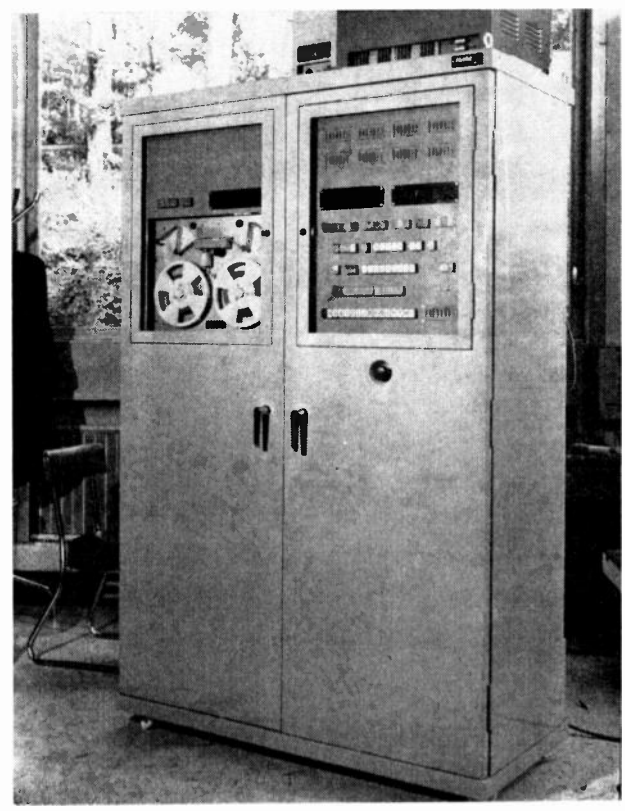
En général celui-ci sera utilisé pour télécommander l'ouverture ou la fermeture des vannes au niveau de pression choisi.

— Gamme de réglage : 1 à 1.10^{-3} torr.
— Enclenchement possible à la pression atmosphérique.
— Affichage de la pression par cadran gradué avec dispositif de blocage.

— Signal lumineux de fonctionnement du relais.
— Alimentation monophasée 127-220 V. 5 VA stabilisée pour variation secteur de ±10 %.
— Pouvoir de coupure du relais 1 RT 220 V. 120 VA (6 A. max. sur circuit non inductif).

UNE COMMANDE CONTINUE DE PROFILS POUR MACHINES-OUTILS

Complétant sa gamme d'équipements électroniques pour la *commande numérique* des machines-outils, ALCATEL



vient de mettre sur le marché un système de *commande continue de profils.*

Forme la plus évoluée de la commande numérique, le contournage permet d'effectuer des déplacements simultanés sur plusieurs axes, ces déplacements étant coordonnés entre eux de manière que le mouvement résultant de l'outil soit une trajectoire prédéterminée parcourue à une vitesse également prédéterminée.

L'originalité de ce système réside dans son *dispositif de correction de diamètre de l'outil,* normale à la trajectoire dans le cas du fraisage, dispositif qui permet, en plus de la compensation de l'usure d'outil, de ne tenir compte, lors de l'établissement du programme, que du profil à usiner.

L'équipement de contournage détermine automatiquement le parcours de l'outil en fonction des corrections affichées sur le pupitre par l'opérateur. On peut ainsi, par exemple, commander plusieurs passes successives (ébauche, finition) à pastir d'une même bande programmée.

L'entrée des données se fait par bande perforée 8 canaux au code ISO ou EIA. La sortie des ordres de commande se fait sur amplificateurs d'attaque de servo-valves pour moteurs hydrauliques ou sur amplificateurs de servomécanismes pour moteurs électriques.

NOUVEAUX ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉINFORMATIQUE

La Compagnie Européenne de Télétransmission (CETT), 17, route de La Reine, 92-Boulogne, annonce le lancement d'une gamme nouvelle d'équipements de transmission à hautes performances, parmi lesquels, il faut noter une série de modulateurs-démodulateurs (MODEMS) de 1 200 à 4 800 bauds permettant de transmettre des informations sur lignes téléphoniques à des vitesses pouvant atteindre 600 caractères par seconde. Jusqu'alors les équipements classiques ne dépassaient pas 300 caractères par seconde.

Ces « MODEMS » viennent d'être agréés par les Administrations des Postes et Télécommunications de la plupart des pays européens : France, Belgique, Hollande, Allemagne, Suisse, Grande-Bretagne.

Le Service Technique de la Navigation Aérienne, la Météorologie Nationale, l'Agence REUTER ont été les premiers en Europe à s'équiper avec ces matériels.

COMMUNIQUÉS

RECYCLAGE

CYCLE D'ÉTUDES SUR LES « TECHNIQUES MODERNES D'AUTOMATISATION » DANS LES INDUSTRIES MÉCANIQUES

Les Cycles d'études supérieures de Mécanique industrielle (CESMI) ont été créés en 1956 à l'Institut Supérieur des Matériaux et de la Construction Mécanique (ISMCM). Ils sont organisés avec le concours de la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux (FIMTM).

Les CESMI ont pour but l'entretien permanent et le perfectionnement des connaissances techniques des Cadres supérieurs en fonction dans l'industrie.

Pour l'année 67-68, les cycles suivants sont prévus :

— du 6 novembre 1967 au 19 février 1968 : Systèmes asservis ;
— du 7 novembre 1967 au 20 février 1968 : L'ordinateur et la gestion technique des fabrications mécaniques ;
— du 9 novembre 1967 au 7 mars 1968 : Automatismes à programme (2e partie) : applications aux fabrications mécaniques, commande numérique des machines-outils ;
— du 10 janvier 1968 au 13 mars 1968 : Commandes hydrauliques et pneumatiques ;
— du 26 février 1968 au 17 juin 1968 : Automatismes à séquences ;
— du 27 février 1968 au 18 juin 1968 : Organes électriques des automatismes ;
— du 17 avril 1968 au 26 juin 1968 : Progrès récents des composants électroniques et de leur application en automatique industrielle ;
— du 18 avril 1968 au 27 juin 1968 : Automatismes à programme (1re partie) : le traitement des informations en commande numérique.

Les demandes d'admission sont à adresser à la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux (FIMTM), 11, avenue Hoche, Paris-8e.

COURS TÉLÉVISÉS DU C.N.A.M. SUR LA 2e CHAINE DE L'O.R.T.F.

A partir de la mi-octobre le Conservatoire National des Arts et Métiers diffusera un certain nombre d'émissions ou de cours réalisés et professés à Paris :

1 — *Mathématiques préparatoires aux Enseignements de Promotion Supérieure du Travail,* en liaison avec le Centre National de Télé-Enseignement de Vanves, (60, bd du Lycée), le jeudi à 18 h 15 et le samedi à 13 h 15, à partir du 19 octobre 1967, sur l'ensemble du réseau O.R.T.F.

2 — *Mathématiques en vue des applications aux Arts et Métiers (ou Mathématiques générales 1re année)* le mercredi à 18 h 15 et le samedi à 11 h, à partir du 18 octobre 1967, sur les émetteurs de Paris-Ile de France et de Lille-Bouvigny.

3 — *Radioélectricité fondamentale,* le mardi et le vendredi à 18 h, à partir du 3 novembre 1967. Par suite d'une entente pédagogique et technique avec les responsables du service de Formation Professionnelle de l'O.R.T.F., des applications expérimentales de ce cours seront présentées parallèlement dans des émissions assurées par l'O.R.T.F. elle-même le lundi de 18 h à 18 h 20 (à partir du 6 novembre). Le cours de Radioélectricité fondamentale et les applications expérimentales seront rediffusés sur la 2e chaîne également le mardi de 14 h à 15 h 20 et le vendredi de 14 h à 15 h, avec une semaine de décalage.

4 — *Informatique fondamentale,* le lundi à 18 h 20, à partir de janvier 1968, sur l'ensemble du réseau.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser au Centre associé du Conservatoire National des Arts et Métiers le plus proche du domicile ou à TÉLÉ CNAM, boîte postale 262, Paris, R.P.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

TÉLÉTRAITEMENT JOURNÉES D'ÉTUDES SUR L'AUTOMATISATION DES TECHNIQUES MODERNES DE PRÉVISION DE VENTES

Paris, 16-17 novembre 1967

Les 16 et 17 novembre 1967 auront lieu, à Paris, les journées d'études organisées par CEPLAM (1) sur le thè-

(1) CEPLAM, Calcul Economique et Planification Moderne, 11, rue Chanez, Paris-16e. Tél. : 647.84.00.

me : l'Automatisation des Techniques Modernes de Prévision de Ventes.

Au cours de ces journées, qui se tiendront au siège de THOMSON-BRANDT, les participants auront, dans le cadre d'exercices pratiques portant sur des cas concrets fournis par les participants eux-mêmes, la possibilité de transmettée des données à un centre de calcul qui leur renverra aussitôt des prévisions établies en fonction de ces données. Ce sera la première fois que l'on utilisera cette technique en France lors d'une manifestation de ce genre.

L'ensemble du système de télétraitement sera réalisé par SPERAC (Systèmes et Périphériques Associés aux Calculateurs), filiale commune de THOMSON-BRANDT et de la COMPAGNIE des COMPTEURS ; le calculateur sera un ordinateur IBM 360/44 installé au Centre de Calcul de la SNECMA à Suresnes, qui utilisera des programmes conçus par CEPLAM.

Il sera notamment fait appel à CADDIE, programme très général en langage Fortran pour un calcul de prévisions optimales de ventes à 12 ou 18 mois et des fourchettes correspondantes. Ce programme procède, dans ce but, au calcul, par une méthode de lissage exponentiel améliorée, de coefficients statistiques d'une série chronologique, de sa tendance et de sa saisonnalité.

1968 SYMPOSIUM ON MICROWAVE POWER

Boston 21-23 mars 1968

Le Colloque 1958 de la Puissance Hyperfréquence aura lieu sous le patronage de l'International Microwave Power Institute, au Statler Hilton Hotel de Boston (Mas.), du 21 au 23 mars inclus.

Ce Colloque concerne les applications de la puissance hyperfréquence pour les traitements des produits alimentaires, agricoles et forestiers, les textiles, les industries chimiques et autres ; il concerne également la conception des appareils scientifiques et les systèmes de transmission de cette puissance hyperfréquence.

On sollicite des conférenciers, ils devront remettre avant le 1er janvier 1968 un résumé de 250 mots à l'adresse suivante : 1968 Symposium on Microwave Power, Box 342, Weston, Massachusette 02193, U.S.A.

INTERNATIONAL INSTRUMENTS, ELECTRONICS AND AUTOMATION EXHIBITION

Londres, 13 mai 1968

Cette exposition aura lieu à l'Olympia de Londres, elle ouvrira ses portes le 13 mai prochain.

Elle a reçu en 1966 plus de 110 000 visiteurs et les stands occupaient 25 000 m². Elle disposera en 1968 de halls d'une superficie totale de 45 000 m².

7e CONFÉRENCE INTERNATIONALE « GÉNÉRATION ET AMPLIFICATION D'ONDES MICROMÉTRIQUES ET LUMINEUSES » « MOGA 68 »

Hambourg, 16-20 septembre 1968

La 7e Conférence Internationale « Génération et Amplification d'Ondes Micrométriques et Lumineuses » « MOGA 68 », aura lieu du 16 au 20 septembre 1968, à Hambourg (RFA). La « Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG) » coopérant avec le « Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE), Section de Hambourg », et avec « Section Allemande de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) » sera chargée de la réalisation de la Conférence.

Le programme scientifique sera coordonné par une commission présidée par le Professeur Dr.Ing. F.W. Gundlach (Adresse : Vortragsausschuss « MOGA 68 », Institut für Hochfrequenztechnik, Jebensstrasse 1, D-1 Berlin 12). Rapporter et discuter sur la recherche et les connaissances les plus récentes, atteintes dans ce cadre particulier, est l'objectif de ce congrès qui poursuivra avec la tradition des précédents Congrès internationaux de « Tubes hyperfréquences » à Paris (1956), Londres (1958), Munich (1960), La Haye (1962), Paris (1964) et Cambridge (1966). Depuis 1966, l'activité du congrès a été étendu à l'application des corps solides, plasma et autres systèmes pour la génération et l'amplification des oscillations dans les domaines optique et hyperfréquence.

La section hambourgeoise du Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) sera responsable de l'organisation du Congrès. En janvier 1968, les organisateurs s'adresseront particulièrement à tous les participants des congrès précédents et à ceux qui auront manifesté l'intérêt qu'ils y attachent en envoyant leur adresse au bureau du congrès : *Tagungsbüro « MOGA 68 », c/o VALVO GmbH, Burchardstrasse 19, D-2 Hamburg 1, (RFA).*

Le comité de lecture leur demandera des propositions d'exposés.

INTERKAMA 68 EXPOSITION DE LA TECHNIQUE DE MESURE ET DE L'AUTOMATISATION

Dusseldorf, 9-15 octobre 1968

L'Interkama 68 se tiendra à Düsseldorf du 9 au 15 octobre 1968.

La combinaison du Congrès et de l'Exposition complétée par une série de conférences sur les instruments réalisés par les exposants, informe des derniers développements de la technique de mesure et de l'automatisation.

Lors des conférences, le Congrès traitera des sujets actuels et futurs sur la technique de mesure et de réglage et surtout sur l'automatisation du calcul industriel.

Les Associations organisatrices ainsi que la Düsseldorfer Messegesellschaft mbH - NOWEA - invitent les intéressés du monde entier à participer à l'Interkama 68 — 4e Congrès International avec Exposition de la Technique de Mesure et de l'Automatisation.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

CAPACITÉS AUX OXYDES DE ZINC ET DE BISMUTH A BAS FACTEUR DE DÉCOUPLAGE

Contrairement aux résultats de recherches publiés récemment dans plusieurs revues scientifiques, deux ingénieurs d'IBM ont découvert qu'il était possible d'obtenir des matériaux utilisables, à haute constante diélectrique, par addition de faibles quantités d'oxyde de bismuth polycristallin à de l'oxyde de zinc polycristallin.

Si les corps composants ont individuellement des constantes diélectriques basses, les expériences effectuées à IBM ont montré qu'un mélange des deux corps, lorsqu'il est effectué à haute température et refroidi brusquement, pouvait donner un matériau d'une constante diélectrique de plus de 1 500.

Ce matériau a certaines propriétés qui permettent de résoudre, entre autres, le problème de la température de fonctionnement et quelques autres défauts spécifiques et communs aux circuits de commutation à forte intensité.

Des capacités peuvent être fabriquées sur des supports de céramique en couches parallèles simples, le dépôt de la pâte oxyde de zinc-oxyde de bismuth se faisant selon la technique de sérigraphie. La capacité du composant obtenu s'élève à 15 microfarads par cm². Pour les applications demandant une température de fonctionnement et une résistivité plus élevées, un dopant monovalent (cuivre) est ajouté pour modifier l'oxyde de zinc, il n'entraîne qu'une baisse négligeable de la constante diélectrique.

CIRCUITS IMPRIMÉS MULTI-COUCHES CONÇUS PAR UN CALCULATEUR ET CONSTRUITS AUTOMATIQUEMENT

TEXAS INSTRUMENTS met atuellement au point aux U.S.A. une méthode permettant, à partir des calculs d'établissement d'un circuit imprimé multi-couches, de faire effectuer le schéma par un calculateur et de procéder à sa réalisation sur un équipement entièrement automatique.

Ce programme en est au stade de la production de prototypes. Le calculateur fournira les éléments nécessaires à la production des circuits. Un prototype pourra ainsi, espère-t-on, être mis au point dans un délai de quelques jours au lieu de quelques semaines ! Un des objectifs du programme est d'arriver à réaliser l'interconnexion automatique du maximum de composants sur un circuit imprimé.

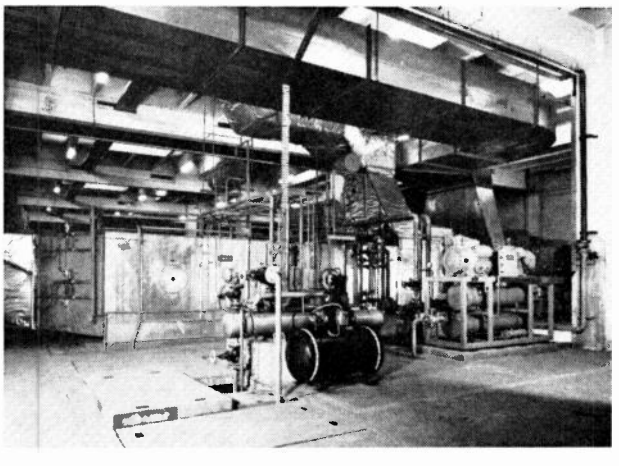
Cette méthode de fabrication est expérimentée en élaborant des circuits proposés par les différentes usines du groupe, avant de traiter les problèmes qui lui seront soumis par les industriels.

Un contrat a été passé avec l'U.S. Air Force pour la mise au point des méthodes de production.

LE CONDITIONNEMENT D'AIR AU SERVICE DE LA TÉLÉVISION COULEUR

L'industrialisation de la télévision couleur a posé de nombreux problèmes aux ingénieurs d'étude chargés de sa mise au point.

Comme tout ce qui touche à l'électronique, les constituants des nouveaux tubes couleur sont extrêmement sensibles aux variations atmosphériques. Dans ces nouveaux



ateliers, les installations de dépoussiérage, humidification et climatisation devaient donc offrir une sécurité absolue avec une humidité constante et des écarts de température ne dépassant pas 1/2 degré en plus ou en moins.

La Société LUWA, chargée de la climatisation de l'usine de Dreux de la Radiotechnique a mis en place à cet effet des circuits de régulation très précis alimentés par des appareils « WK » et « LUWAIR S » aussi robustes qu'efficaces.

C'est donc à juste titre que la Société LUWA, 14, avenue de la Plage, à Joinville-le-Pont, déjà spécialiste de conditionnement d'air dans de nombreuses industries, associe la réussite de cette installation à celle de la mise en service de la première chaîne française de fabrication des tubes couleur pour la télévision.

GT & E INTERNATIONAL VA CONSTRUIRE AUX PHILIPPINES UNE STATION TERRESTRE POUR SATELLITES

GENERAL TELEPHONE & ELECTRONICS INTERNATIONAL a été désignée pour la construction d'une station terrestre destinée aux communications des satellites. La station servira de base au sol pour la transmission de conversations téléphoniques, signaux de télévision et renseignements techniques à (et depuis) un satellite Intelsat II placé en orbite à 22.300 miles au-dessus de l'Océan Pacifique.

Pour l'exécution du projet des Philippines, GT & E International a fait appel aux différentes compagnies de son groupe : c'est ainsi que la Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A., filiale italienne de la Compagnie, construira les amplificateurs paramétriques et les démodulateurs d'extension de seuil qui extraient l'information des signaux.

La station des Philippines transmettra et recevra des communications trans-Pacifique par l'intermédiaire du satellite Intelsat II qui a été mis en orbite au-dessus de l'équateur le 14 janvier dernier. Une station terrestre temporaire, utilisant le satellite, a été mise en service pour desservir les Philippines jusqu'à ce que les installations définitives soient terminées.

La station définitive transmettra les signaux de communication à Intelsat II à partir d'une antenne d'un diamètre de 30 mètres, pesant plus de 200 tonnes. Le satellite, à son tour, servira de moyen de communication avec les autres stations terrestres situées aux Etats-Unis, Japon, Australie et Thaïlande.

Les signaux reçus des installations de communication au sol sont traités, puis transmis à Intelsat II qui les relaye à d'autres bases au sol. A la station de réception, les signaux provenant du satellite, sont amplifiés et traités pour distribution aux réseaux de communication au sol.

Les compagnies de General System ont tenu un rôle important dans trois autres stations terrestres pour des communications commerciales par l'intermédiaire de satellites. La Société GT & E a fourni les systèmes de communication au sol et dans le satellite pour la station de Fucino, aux environs de Rome, tandis que Sylvania fournissait le dispositif d'antenne pour les communications et était tenu responsable de l'intégration totale des stations terrestres Comsat dans les états américains de Washington et Hawaii. Lenkurt a fourni les systèmes de transmission par ondes micrométriques ainsi que l'équipement de communications au sol associé pour les deux stations Comsat américaines.

COMMANDES PTT

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — CGCT — a reçu de l'Administration des PTT la commande de deux nouveaux centraux Crossbar « Pentaconta » : le Central de Paris-Charlebourg (781), d'une capacité de 5 000 lignes qui desservira les abonnés de Colombes, La Garenne, Bois-le-Roy, et le Central de Lyon-Burdeau de 11 000 lignes qui desservira le centre de Lyon.

En outre, l'Administration des PTT lui a commandé, pour la ville de Nice, un centre de transit « 4 fils » automatique par lequel passeront les communications téléphoniques régionales et nationales, ainsi qu'un centre international « Pentaconta » qui permettra aux abonnés de Nice d'obtenir certains pays étrangers par voie entièrement automatique.

LIAISON TÉLÉPHONIQUE FRANCE-MAROC

Le 21 juillet 1967, le Secrétaire Général du Ministère marocain des P. et T. inaugurait la liaison téléphonique directe France-Maroc, en présence du Directeur du cabinet du Ministre français des P.T.T. et des représentants des constructeurs, les Sociétés ALCATEL, Câbles de Lyon, C.I.T., L.T.T., S.A.T.

Les P. et T. du Maroc ont entrepris la réalisation d'un vaste programme de télécommunications qui a été confié à un groupe de sociétés françaises.

Ce réseau comprend, en premier lieu, un câble sous-marin Perpignan-Tétouan permettant un trafic de 96 voies. Cet ouvrage a été confié aux Câbles de Lyon et à la C.I.T.

Ca câble sous-marin est prolongé par des artères terrestres qui relient, le long du littoral et à l'intérieur du pays, les villes de Tanger, Kenitra, Safi, Agadir et Marrakech. Les sociétés ALCATEL, L.T.T. et S.A.T. assurent la réalisation de cette partie du réseau câbles.

La fourniture, l'installation et la mise en service du réseau multiplex téléphonique équipant les artères en câbles ci-dessus, ont été confiées à ALCATEL, chef de file, avec la participation des sociétés françaises déjà citées.

CARNET DES SOCIÉTÉS

CRÉATION DE L'INSTITUT DE RECHERCHE D'INFORMATIQUE ET D'AUTOMATIQUE

L'Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique (IRIA), dont la création avait été décidée par une loi du 3 janvier 1967, vient de voir officiellement le jour.

Ce nouvel organisme, placé sous l'autorité du Premier Ministre, marque une étape importante dans le développement du « Plan calcul ». Il comporte :

— un Conseil d'Administration présidé par M. Galley, Délégué à l'Informatique ;
— un Directeur, M. Laudet, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse ;
— un Conseil Scientifique, présidé par le Professeur Lichnerowitz, Membre de l'Institut et Professeur au Collège de France ; ce Conseil est chargé de l'orientation des activités de recherche et de formation entreprises ou subventionnées par cet Institut.

L'IRIA assistera le Délégué à l'Information en étudiant notamment les orientations à donner en France au développement de l'Informatique, la mise en œuvre de leurs applications, l'équipement des services publics en ce domaine, ainsi que la politique de coopération internatonale et la préparation des accords. Il assurera, en outre, un service de documentation permettant la publication de travaux d'intérêt général et la constitution d'une bibliothèque de programmes.

L'IRIA sera le premier établissement public qui bénéficiera d'une souplesse de recrutement qui devrait lui permettre la collaboration de spécialistes industriels et universitaires dont la formation, les habitudes de travail et les modes de pensée sont souvent profondément différents.

L'Industrie devrait ainsi profiter des résultats de la recherche fondamentale et l'Université de l'expérience des praticiens.

LES CONSEILS D'ADMINISTRATION D'ITT ET DE LEVITT APPROUVENT LE PROJET DE FUSION DES DEUX COMPAGNIES

New York, 14 septembre. — Les Conseils d'Administration de l'International Telephone and Telegraph Corposation et de LEVITT and SONS ont approuvé le projet de fusion des deux compagnies.

Ce projet, rendu public au mois de juillet dernier à la suite d'un protocole d'accord passé entre les deux compagnies, ne deviendra définitif qu'après avoir été soumis à l'approbation de l'Assemblée Générale des actionnaires de LEVITT and SONS, l'opération devant elle-même être approuvée par l'Administration Américaine.

ACCORD C.E.C. - CAMECA

La Compagnie d'Applications Mécaniques à l'Electronique, au Cinéma et à l'Atomistique (CAMECA), filiale de la C.S.F., vient de signer, sous réserve de l'approbation des autorités françaises, un accord à long terme avec Consolidated Electrodynamics Corporation (C.E.C., filiale de BELL & HOWELL).

Cet accord concède à C.E.C. le droit de fabriquer et de vendre la Microsonde électronique de CAMECA aux Etats-Unis et au Canada. Il prévoit également des relations continuelles de coopération qui permettront d'apporter à C.E.C. pour application aux Etats-Unis et au Canada l'appui de CAMECA dans le domaine de la microsonde électronique.

La Microsonde électronique est princjpalement destinée à la recherche pour l'analyse des éléments. Elle est complémentaire d'autres appareils fabriqués par C.E.C. dans sa division « Instruments d'Analyse », notamment *Spectromètres de masse, Systèmes d'exploitation automatique de résultats, Analyseurs de gaz résiduels, Détecteurs de fuites, Humidimètres, Spectromètres d'émission.*

Les microsondes électroniques permettent d'examiner une région microscopique et d'en faire une analyse chimique exacte et non destructive. Les applications sont très larges et en expansion constante dans les domaines de la métallurgie, de la géologie, de la biologie, de l'électronique ,de la médecine et de la chimie.

C'est en 1958 que CAMECA mit sur le marché le premier appareil de ce type. Inventée par le Professeur Raymond Castaing, la microsonde est fabriquée par CAMECA sous licence de l'Office National de la Recherche Aérospatiale. A ce jour, une centaine de microsondes françaises ont été vendues sur le marché international.

L'accord entre CAMECA et C.E.C. prévoit une première commande ferme de vingt de ces appareils.

C.E.C. Consolidated Electrodynamics et C.V.C. Consolidated Vacuum sont implantés en France grâce à la récente constitution de « BELL & HOWELL Instruments », 37, rue des Morillons, Paris-15e. Tél. : 828.25.51.

« TECHNIQUE ET PRODUITS » DISTRIBUTEUR DE TEXAS INSTRUMENTS

Comme nous l'avons déjà dit, Technique et Produits, distributeur de matériel électronique, a reçu de Texas Instruments l'autorisation de commercialiser à dater du 15 août 1967, les semiconducteurs entrant dans sa gamme de fabrication.

Grâce aux stocks constitués dans ses magasins de la Cité des Bruyères, rue Carles-Vernet, 92-Sèvres, téléphone 626.02.35 et à ses bureaux d'Aix-en-Provence et Bordeaux, Techniques et Produits sera à même de servir rapidement et efficacement les utilisateurs de semiconducturs.

Ce service *s'ajoute* à celui qui était déjà fourni par Texas Instruments, Division Supply, à partir de ses bureaux de Paris, Lyon, Metz, Rennes et Toulouse.

UN GROUPE DE FIRMES EUROPÉENNES D'ÉLECTRONIQUE CRÉE « EUROSYTEM » S.A. SOCIÉTÉ DE « SOFTWARE »

L'Allgemeine Elecktricitäts Gesellschaft AEG-Telcfunken, de Berlin et Francfort, la CSF — Compagnie générale de télégraphie Sans Fil —, de Paris, et Plessey Radar Ltd, d'Ilford, viennent de créer à Bruxelles une filiale commune de droit belge, au capital de quatre millions et demi de francs belges : EUROSYSTEM, SA.

Les statuts de cette nouvelle société unissent à parts égales les trois sociétés précitées. Groupées en consortium, ces trois sociétés avaient déjà réalisé l'équipement du centre expérimental d'EUROCONTROL de Brétigny. Ce centre, inauguré en janvier, est chargé d'étudier les conditions du trafic aérien à l'aide d'un ensemble simulateur radar-calculateur électronique de grande capacité.

L'objet de la société EUROSYSTEM, SA, consiste à réaliser et à fournir à EUROCONTROL le « software » nécessaire à sa mission dans le trafic aérien et à fournir ces mêmes services à d'autres organisations européennes.

C'est l'étude et l'analyse des systèmes en général, — par exemple la circulation aérienne — gérés par des machines d'informatique, l'élaboration des programmes de calcul correspondants et leur mise en œuvre, qui constituent ensemble le software, auquel la nouvelle société va consacrer son activité.

714-C. Importante Société recherche pour son activité commerciale fils et câbles, Ingénieur Technico-Commercial ayant une dizaine d'années d'expérience dans la construction électrique, branche électronique, formation Ingénieur diplômé, lisant couramment l'Anglais, familiarisé avec problèmes d'études, aimant contacts humains, habitant PARIS ou proche banlieue, déplacements fréquents en province. Envoyer C.V. et prétentions à la Revue qui fera suivre.

715-C. Le premier réseau mondial de cotations boursières à temps réel sera prochainement étendu par mise en service ordinateur satellite PARIS.

Recherchons pour ce centre :

INGENIEUR

avec qualifications supervision, minim. 3 a. expérience ordinateurs digitaux ou système manipulation donnée pour poste

SUPERVISEUR
TECHNICIENS

minim. 1 an expérience procédés digitaux ou techniques. Préfér. donnée candidats prêts à effectuer ts travaux électron., tels assemblage, installation. Connaissance anglais nécess. Ecrire avec C.V. et prétentions.

716-C

COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE

recherche

1°) INGÉNIEURS COMMERCIAUX

POSITION 1-2-3

Jeunes dynamiques ayant expérience de vente calculateurs ou matériel électronique aux administrations (référence 19C2).

2°) INGÉNIEURS Gde Ecole

pour fonction commerciale

Vente aux administrations militaires de systèmes complexes à base de calculateurs (référence 19C3).

Env. C.V. en précisant la référence correspond. sur l'enveloppe à Monsieur FAJON av. Jean-Jaurès 78 - LES CLAYES-SOUS-BOIS.

NORD-AVIATION
2, rue Béranger
92-Châtillon-sous-Bagneux

NORD-AVIATION

participe aux programmes balistiques et spatiaux

Programmes militaires

Engins balistiques :

SSBS, lancé de silos fixes.

MSBS, lancé par des sous-marins nucléaires.

Programmes civils

National : lanceurs DIAMANT et DIAMANT B.

Européen : CORALIE (2e étage du lanceur EUROPA)

Satellites CNES et ESRO.

SEREB

SOCIÉTÉ D'ÉTUDES

DANS LES DOMAINES AVANCÉS, BALISTIQUES ET SPATIAUX

La **SEREB** contribue à la conception et à l'étude des programmes; elle assure la responsabilité technique du développement de systèmes sous la direction et le contrôle de la Direction Technique des Engins du MINISTÈRE DES ARMÉES.

Ses autres activités vont de l'assistance ou de la gestion technique aux études prospectives ménageant l'enchaînement des programmes et préparant l'avenir, notamment en matière de lance-satellite.

Le bilan des deux derniers programmes d'engins et de lance-satellite terminés en 1967 présente des pourcentages de réussite des tirs en vol de l'ordre de :

- 90 % pour les véhicules d'essai du guidage et de la rentrée « SAPHIR »;
- 100 % pour le lance-satellite « DIAMANT ».

En outre, des étapes déterminantes ont été franchies dans le développement des systèmes de fusées lancées tant de silos que de sous-marins à propulsion nucléaire.

6, quai National - 92-PUTEAUX

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etudes de Télécommunications

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI
B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface
de

J. ELDIN
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16×24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesures détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix 92,30 F plus frais de recommandation.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI[e], CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) *des analyses mathématiques,*

b) *des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.*

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

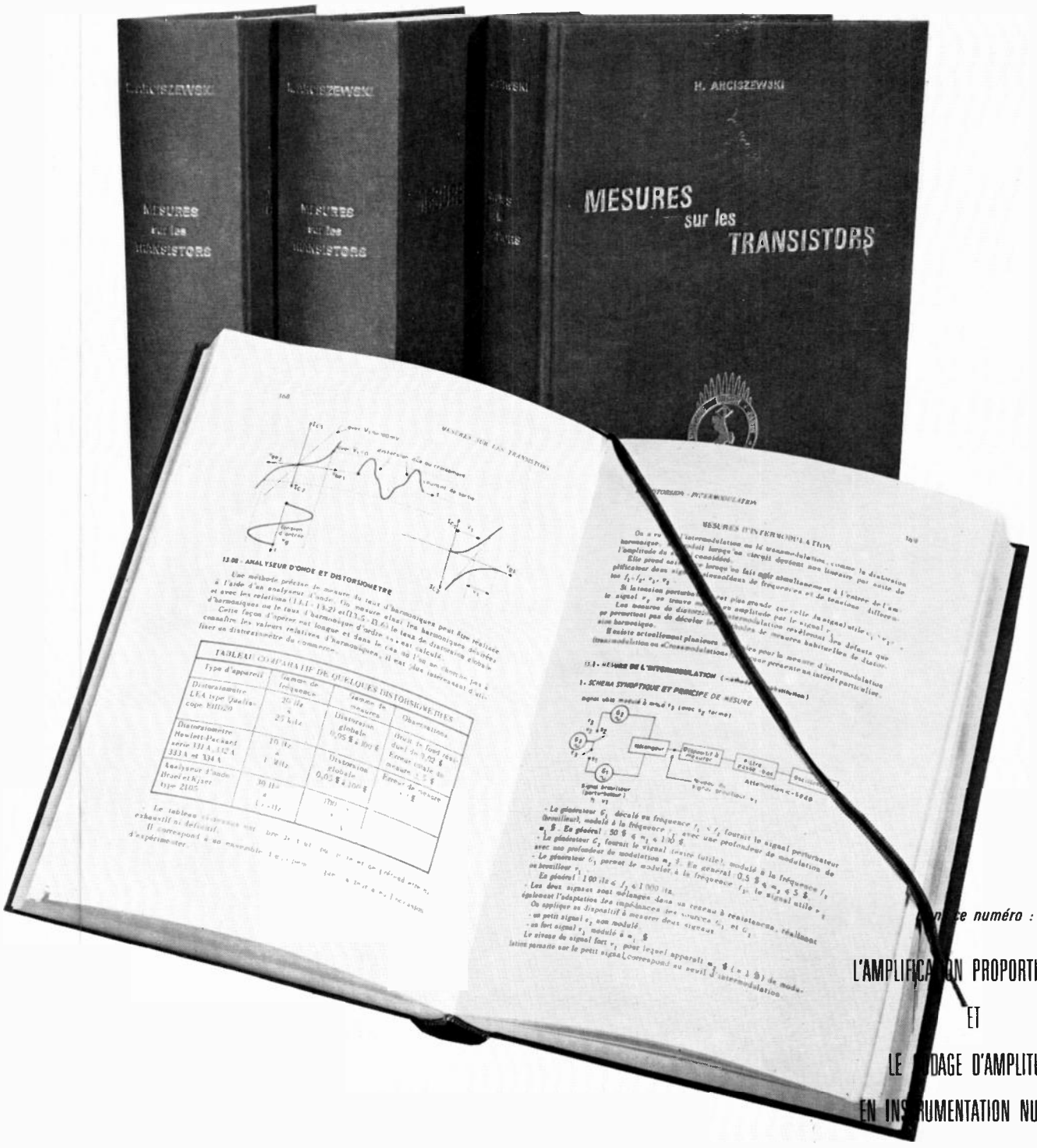
ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6[e]

47e ANNÉE - No 488 bis
NOVEMBRE 1967
PRIX : 6 F

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
JAN 23 196

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Dans ce numéro :

L'AMPLIFICATION PROPORTIONNELLE

ET

LE SONDAGE D'AMPLITUDE

EN INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

47e année — 6 F

Supplément au n° de novembre 1967

N° 488 bis

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 68 F. — Étranger 78 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

SOMMAIRE

L'amplification proportionnelle et le codage d'amplitude en instrumentation nucléaire

Amplificateurs pour spectrométrie nucléaire.
J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET, A. SARAZIN 1357

Résolution d'un préamplificateur à transistor à effet de champ dans une chaîne de spectrométrie.
J. FREYCENON, G. de ROSNY 1363

Préamplificateur de charges à haute résolution.
G. LIBS 1368

Linéarité intégrale et différentielle.
G. ANDRÉ, L. BLOQUET, J.C. BRUN, A. HRISOHO 1372

Comparaison de quelques procédés de conversion analogique numérique.
P.F. GOULÉE 1378

Mesures de linéarité différentielle.
V. GOURSKY, H. GUILLON 1385

Compte rendu sommaire des journées de la SFER sur l'utilisation de calculateurs en physique nucléaire. 1395

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes. — M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. J. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES ★ HAUTE RÉSOLUTION

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES A HAUTE RÉSOLUTION, par G. LIBS. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1368 à 1371).

On décrit un préamplificateur de charges de 1,1 keV (Ge) de résolution électronique équivalente, à la température ambiante. Il est muni à l'entrée de deux transistors à effet de champ connectés en parallèle.

Ce préamplificateur présente une dynamique de sortie de ±10 volts sur une impédance de 100 Ω et peut être utilisé dans des expériences où la probabilité d'empilements est élevée.

PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR ★ TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

RÉSOLUTION D'UN PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP DANS UNE CHAINE DE SPECTROMÉTRIE, par J. FREYCENON et G. de ROSNY. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1363 à 1367).

On expose le calcul de la résolution électronique équivalente d'un préamplificateur de charges équipé d'un transistor à effet de champ. On en tire des conclusions pour guider la réalisation de ces préamplificateurs.

LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE ★ CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE D'UN CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE A COMPOSITION DE POIDS, par G. ANDRÉ, L. BLOQUET, J.C. BRUN, A. HRISOHO. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1372 à 1377).

Les auteurs étudient un convertisseur analogique numérique à composition de poids, destiné à la mesure d'amplitudes d'impulsions, en provenance de détecteurs nucléaires.

Ils analysent les causes qui perturbent la linéarité différentielle de l'appareil et les conditions nécessaires pour les éliminer.

Enfin ils proposent quelques applications de ce type d'analyseur.

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NUCLÉAIRE ★ RÉSEAUX DE FILTRAGE

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NUCLÉAIRE, par J.J.. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET et A. SARAZIN. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1357 à 1362).

Les performances des chaînes d'amplification utilisées en spectrométrie nucléaire ainsi que les limitations inhérentes aux principes adoptés sont examinées. Une attention particulière a été portée aux réseaux de filtrage et les caractéristiques d'un certain nombre de filtres linéaires délivrant des signaux unipolaires ou bipolaires, ont été calculés.

CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE ★ LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE ★ LINÉARITÉ INTÉGRALE ★ RAPIDITÉ ★ ANALYSEUR DE WILKINSON

COMPARAISON DE DIFFÉRENTS PROCÉDÉS DE CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE. RÉSULTATS OBTENUS SUR UN ANALYSEUR DE WILKINSON A GRAND NOMBRE DE CANAUX, par P.F. GOULÉE. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1378 à 1384).

Différents types de convertisseurs analogiques-numériques destinés à l'analyse d'amplitude d'impulsions d'origine nucléaire sont passés en revue. Les caractéristiques examinées sont principalement la linéarité différentielle, la linéarité intégrale et la rapidité. Quelques définitions et méthodes de mesure sont indiquées. On donne enfin quelques résultats obtenus sur un modèle industriel d'un analyseur de Wilkinson à grand nombre de canaux.

LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE ★ ANALYSEURS EN AMPLITUDE

MESURES DE LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE, par V. GOURSKY et H. GUILLON. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1385 à 1394).

La connaissance précise de la linéarité différentielle des analyseurs en amplitude est d'autant plus nécessaire que leur résolution est élevée.

Au cours de ces dernières années, les méthodes et l'appareillage de mesure ont subi des perfectionnements successifs ; il est aujourd'hui possible d'apprécier des défauts de linéarité inférieurs à 1 % dans les cas courants et aussi petits que 0,1 % moyennant certaines précautions, la durée de mesure étant seulement de quelques minutes.

SUMMARIES OF THE PAPERS

NUCLEAR SPECTROMETRIC AMPLIFIERS ★ FILTER NETWORKS

NUCLEAR SPECTROMETRIC AMPLIFIERS, by J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET, A. SARAZIN. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1357 to 1362).

This paper describes the operating principles of nuclear pulse amplifiers. The shaping of the pulse, so as to minimize the noise and pile-up distorsion is studied.

The performances of some networks, giving unipolar or bipolar pulses, have been computed.

CHARGE SENSITIVE PREAMPLIFIER ★ HIGH RESOLUTION

A CHARGE SENSITIVE PREAMPLIFIER WITH A HIGH RESOLUTION, by G. LIBS. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1368 to 1371).

A charge sensitive preamplifier with a resolution of 1,1 keV fwhm (Ge) at room temperature is described. The input stage is mounted with two paralleled field effect transistors. It has an output capability of ± 10 volts through a 100 Ω load impedance.

The amplitude distortion due to pile-up effects is low.

ANALOG TO DIGITAL CONVERSION ★ DIFFERENTIAL LINEARITY ★ INTEGRAL LINEARITY ★ CONVERSION SPEED ★ WILKINSON ANALYSER

COMPARISON OF VARIOUS ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION METHODS. RESULTS OBTAINED WITH A LARGE NUMBER OF CHANNELS WILKINSON PULSE HEIGHT ANALYSER, by P.F. GOULEE. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1378 to 1384).

Several analog-to-digital converters using various techniques, and designed for nuclear pulse height analysis, are reviewed.

This survey mainly compares characteristics such as: differential linearity, integral linearity and conversion speed. Some definitions and measurements methods are given. Finally results obtained with an industrial Wilkinson analyser featuring a large number of channels are given.

TRANSISTOR PREAMPLIFIER ★ FIELD EFFECT TRANSISTOR

RESOLUTION OF A FIELD EFFECT TRANSISTOR PREAMPLIFIER IN A SPECTROMETRY UNIT, by J. FREYCENON and G. de ROSNY. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1363 to 1367).

The calculus of the resolution of a charge sensitive preamplifier equipped with a field effect transistor is exposed.

Conclusions are drawn to direct the realization of these preamplifiers.

DIFFERENTIAL LINEARITY ★ PULSE-HEIGHT ANALYSERS

DIFFERENTIAL LINEARITY MEASUREMENTS, by V. GOURSKY and H. GUILLON. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1385 to 1394).

Growing resolution of pulse-height analysers requests a better knowledge of their differential linearity.

During the two past years, successive improvements have been brought to the methods and instrumentation; nowadays few minutes are enough to evaluate non-linear defects of less than 1 % in usual practice, and as small as 0,1 % with special procedure.

INTEGRAL AND DIFFERENTIAL LINEARITY ★ ANALOG TO DIGITAL CONVERTER

INTEGRAL AND DIFFERENTIAL LINEARITY OF AN ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER USING THE SUCCESSIVE APPROXIMATION METHOD, by G. ANDRE, L. BLOQUET, J.C. BRUN, A. HRISOHO. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1372 to 1377).

The authors describe an analog to digital converter designed for nuclear pulse height analysis, using the successive approximation method.

The causes producing differential non linearity and the necessary conditions for their elimination are examined.

Some applications for this type of converter are suggested.

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NUCLÉAIRE *

PAR

J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET
et A. SARAZIN
Institut de Physique Nucléaire de Lyon

Introduction

Les progrès récents des détecteurs à semiconducteurs ont entraîné de nouvelles exigences quant aux performances des instruments destinés au traitement des informations en provenance de ces détecteurs.

On sait que les diodes P.I.N. au germanium permettent d'atteindre, en spectroscopie gamma, des résolutions en énergie de l'ordre de 0,1 %. L'instrumentation associée doit donc présenter des défauts de linéarité ou de stabilité inférieure à quelques 0,01 %. On conçoit que les performances de la chaîne d'amplification doivent être examinées avec beaucoup de soin et que de nouvelles solutions, parfois complexes, doivent être adoptées pour permettre la pleine exploitation des possibilités offertes par les détecteurs actuels.

1. Amplificateurs pour détecteurs nucléaires

Considérons le signal fourni par un détecteur nucléaire : l'interaction de la particule avec l'élément détecteur proprement dit entraîne l'apparition d'une quantité de charge électrique Q. Cette charge se manifeste aux bornes du détecteur par un courant ayant une durée dépendant essentiellement du type de détecteur utilisé (0,1 ns à quelques μs). Il est évident que l'énergie déposée est proportionnelle à la charge Q et que le courant est la dérivée de la charge par rapport au temps.

Le signal recueilli aux bornes du détecteur dépend de la constante de temps formée par la résistance R et la capacité C qui shuntent le détecteur. Si cette constante de temps est faible par rapport à la durée du courant, la forme de celui-ci est préservée et un signal dit « en courant » est obtenu. Si la constante de temps est grande par rapport à la durée du courant, ce dernier est intégré et un signal dit « en tension » est disponible. L'amplitude de l'échelon de tension obtenu est Q/C, le temps de montée étant sensiblement égal à la durée du courant, et la descente exponentielle avec la constante de temps RC. L'inconvénient majeur du mode « en tension » est qu'à des taux de comptage même modérés le phénomène d'empilement apparaît, à cause des temps de descente très longs des signaux. Le mode « en courant » permet d'éviter cet inconvénient et l'on peut, dans ce cas, effectuer certaines opérations logiques (fonction porte) avant l'intégration. Par contre, à cause des faibles amplitudes mises en jeu, le rapport signal/bruit est moins bon qu'avec le mode « en tension ».

Les résultats que l'on trouvera dans les paragraphes qui suivent concernent le mode d'amplification en tension, et plus précisément les configurations sensibles à la charge, ce qui correspond pratiquement à la majorité des cas d'utilisation.

1.1. Sources de bruit dans les préamplificateurs

Si l'on suppose que toute la charge produite dans le détecteur est collectée, la seule limitation de la résolution réside dans les fluctuations statistiques du nombre de charges [1]. Cependant le bruit des circuits qui suivent le détecteur peut limiter la résolution ultime qu'il est possible d'atteindre. Actuellement deux types de composants actifs sont susceptibles d'être placés en tête d'un préamplificateur : transistor à effet de champ (FET) ou tube à vide. Dans les deux cas, la tension de bruit peut être représentée, en fonction de la fréquence f, par une formule du type :

$$\overline{e^2} = \left(a^2 + \frac{d^2}{2\pi f} + \frac{g^2}{(2\pi f)^2}\right) \Delta f.$$

* Communication présentée à la « Demi-Journée d'Etudes de la S.F.E.R. sur « Amplification proportionnelle et codage d'amplitude en instrumentation nucléaire », Paris, 11 mai 1966.

Le bruit en $1/f$ (effet de scintillation) est généralement considéré comme négligeable par rapport aux autres types de bruit, et l'on peut toujours définir, pour l'élément d'entrée considéré, une résistance équivalente aux sources de bruit placées en parallèle (Rp) et une résistance équivalente aux sources de bruit placées en série (Rs). Dans le cas d'un filtrage par différentiation et intégration de même constante de temps τ_0, la valeur optimale de τ_0 est telle que les deux sources de bruit (parallèles et série) aient la même valeur quadratique moyenne.

1.2. Expression du facteur de mérite pour les préamplificateurs sensibles a la charge

Le bruit pour les préamplificateurs sensibles à la charge est généralement exprimé par une charge équivalente au bruit (CEB).

C'est l'amplitude d'un échelon de charge appliqué à l'entrée du préamplificateur et qui produirait une impulsion de sortie dont l'amplitude de crête serait égale à la valeur quadratique moyenne de la tension de bruit en sortie.

La valeur de la CEB est exprimée en coulomb v.q.m. ou en électrons v.q.m.

Soient *CEBp* et *CEBs* les charges équivalentes aux bruits parallèle et série. On peut démontrer que [2] :

$$BECp = \frac{(KT\varepsilon^2/2)^{1/2}}{q}\left(\frac{\tau_0}{Rp}\right)^{1/2} \qquad (1)$$

$$BECs = \frac{(KT\varepsilon^2/2)^{1/2}}{q}\left(\frac{Rs}{\tau_0}\right)^{1/2} C_T \qquad (2)$$

$$\text{et } \tau_0 = (RpRs)^{1/2} C_T \qquad (3)$$

Soit :

$$BEC_{total} = \frac{(KT\varepsilon^2)^{1/2}}{q}\left(\frac{Rs}{Rp}\right)^{1/4} C_T^{1/2} \qquad (4)$$

où :

C_T est la capacité totale d'entrée du dispositif
K la constante de Boltzmann
T la température Kelvin
ε la base des logarithmes népériens
q la charge de l'électron.

La constante de temps τ_0 est alors égale à a/g.

Compte tenu des facteurs de conversion d'énergie, 2,8 eV par paire électron-trou pour le germanium et 3,6 eV pour le silicium, on peut également exprimer ce bruit en largeur totale à mi-hauteur (*LTMH*) d'un pic gaussien (largeur : 2,35 écart q.m.); on obtient ainsi :

1 keV (*LTMH*) Si $\simeq$ 118 e (*v.q.m.*)
et 1 keV (*LTMH*) Ge $\simeq$ 150 e (*v.q.m.*)

Soit :

$$C.E.B.\ (v.q.m.\ \text{électrons}) = \frac{R\ (\text{keV}\ LTMH\ \text{Si})}{8{,}48 \cdot 10^{-3}}$$

$$C.E.B.\ (v.q.m.\ \text{électrons}) = \frac{R\ (\text{keV}\ LTMH\ \text{Ge})}{6{,}66 \cdot 10^{-3}}$$

et R (keV *LTMH* Si) = $5{,}3 \cdot 10^{16}$ *CEB* (coulomb *v.q.m.*).

1.3. Résultats expérimentaux concernant les préamplificateurs sensibles a la charge

a) *Caractéristiques essentielles*

Les performances en bruit d'un préamplificateur sensible à la charge sont caractérisées par deux paramètres : la CEB précédemment définie pour une capacité extérieure (détecteur) nulle et le taux d'accroissement de cette CEB avec la capacité extérieure.

Les autres caractéristiques importantes sont le gain de conversion (exprimé en μV par paire d'ion ou en μV par coulomb) et le coefficient de température de l'appareil.

Un tel préamplificateur est généralement constitué par un amplificateur de gain $(-A)$ contre-réactionné par une capacité C_F, suivi d'un adaptateur d'impédance.

b) *Principes généraux de conception*

Le gain en boucle ouverte $(-A)$ de l'amplificateur doit être aussi élevé que possible. En effet le gain de conversion varie comme A/C_F et l'indépendance vis-à-vis de la capacité extérieure comme $A \cdot C_F$. La bande passante doit être la plus élevée possible pour permettre toutes les constantes de temps de mise en forme. L'amplificateur doit comporter le minimum d'étages pour concilier un gain élevé en évitant les micro-oscillations. Les techniques permettant d'augmenter le gain dynamique telles que le « bootstraping » peuvent être utilisés.

Enfin l'élément adaptateur d'impédance doit avoir un très faible bruit, un bon coefficient de température et une large dynamique pour éviter les distorsions en cas d'empilement des signaux.

c) *Etat actuel de la technique*

Actuellement le meilleur résultat avec des tubes a été obtenu avec le type 6922 (*CEB* = 175 e+6 e/pF) [2] et le meilleur résultat avec des FET a été obtenu avec le type 2 N 3823 refroidi à -110 °C (*CEB* = 57 e+7 e/pF) [3].

2. Les amplificateurs pour spectrométrie

La fonction de l'amplificateur est de prendre en charge le signal à bas niveau disponible aux bornes du préamplificateur pour l'amener, après amplification et mise en forme, aux caractéristiques qui le rendent le plus apte à l'analyse ou à la mesure.

Afin de préserver l'information originale, les défauts de linéarité, les instabilités, le bruit de l'amplificateur ainsi que l'effet des surcharges et de l'empilement aux taux de comptage considéré doivent introduire une erreur totale inférieure à la résolution intrinsèque du détecteur.

Nous allons donc analyser les diverses sources de distorsion et d'erreur et indiquer les principes de conception qui permettent l'obtention de performances élevées.

2.1. Bruit de l'amplificateur

Le bruit de l'amplificateur proprement dit doit avoir une contribution négligeable au bruit total de la chaîne. Le bruit ramené à l'entrée de l'amplificateur doit donc être faible comparé au bruit présent à la sortie du préamplificateur. Bien entendu, les deux bruits n'étant pas corrélés leur addition s'effectue quadratiquement.

Considérations concernant l'étage d'entrée d'un amplificateur

On sait que, dans les circuits bien conçus, le bruit d'un étage d'amplification se réduit au bruit de l'élément d'entrée (transistor ou tube).

Les semiconducteurs ayant largement dépassé les tubes dans le domaine de l'amplification, nous limiterons les considérations qui vont suivrent aux transistors bipolaires et aux dispositifs à effet de champ.

Les résultats les plus importants qu'il est nécessaire d'avoir en mémoire lors de l'étude de l'étage d'entrée d'un amplificateur sont les suivants :

a) Le facteur de bruit d'un transistor bipolaire en base commune et en émetteur commun est identique, pour une même impédance de source :

$$F_{EC} \simeq F_{BC} \simeq 1+\frac{r'_b+r_e/2}{R_s}+\frac{(r_e+r'_b+Z_s)^2}{2\beta_0 r_e R_s}\left(1+\frac{\beta_0\omega^2}{\omega_\alpha^2}\right).$$

où Z_s est l'impédance de source et R_s sa partie réelle
r'_b résistance répartie de base
r_e résistance d'émetteur dans le montage base commune $= \dfrac{KT}{q}\dfrac{1}{I_E}$
I_E courant d'émetteur
β_0 gain en courant, basse fréquence, montage émetteur commun.

b) Pour de faibles impédances de source, le transistor bipolaire présente un meilleur facteur de bruit que le transistor à effet de champ et réciproquement (transition vers quelques kΩ).

L'impédance de source R_g au-dessus de laquelle le FET de pente g_m est préférable au transistor bipolaire de gain β et de résistance d'émetteur r_e est [4] :

$$R_g^2 \simeq 1{,}4\,\beta\, r_e \frac{1}{g_m}.$$

c) La contre-réaction en tension ne modifie pas le bruit [5].

d) En montage émetteur commun, toute résistance dans l'émetteur (dégénération) augmente le bruit. La tension de bruit e^2 double pour une résistance d'émetteur [4].

$$R_e = r'_b+r_e+[2r_b'^2+(\beta+2)r_e^2+4r'_b r_e]^{1/2}.$$

Cette résistance est de l'ordre de 370 Ω pour le transistor 2 N 3251 à $I_E = 1{,}6$ mA.

e) La technique d'augmentation du gain dynamique par « bootstrap par émetteur suiveur » n'augmente pratiquement pas le bruit.

f) Un montage différentiel est plus bruyant d'un facteur $\sqrt{2}$ qu'un montage émetteur commun dans les mêmes conditions de polarisation.

g) Les circuits intégrés monolithiques sont plus bruyants que les montages à éléments discrets. Les collecteurs des transistors sont en effet isolés du substrat par des diodes polarisées en inverse qui sont elles-mêmes bruyantes.

2.2. Filtrage

Le filtrage ou la mise en forme des signaux dans un amplificateur d'impulsions linéaires est une fonction d'une extrême importance.

Le filtrage a essentiellement deux buts :

1) Rendre maximal le rapport signal/bruit en réduisant la bande passante.

2) Rendre minimal le temps de résolution de l'amplificateur, ce temps de résolution étant défini comme le rapport entre la surface et l'amplitude maximale d'une impulsion.

En fait les circuits de mise en forme affectent non seulement le rapport signal/bruit et le temps de résolution, mais également les caractéristiques de recouvrement en impulsions saturantes, la précision avec laquelle une information temporelle peut être extraite du signal et la linéarité du convertisseur analogique numérique qui suit habituellement l'amplificateur.

Faisons à nouveau les hypothèses habituelles sur la forme du signal à la sortie du détecteur (ces hypothèses seront discutées plus loin) : le temps de montée de l'impulsion est déterminée par les caractéristiques du détecteur, et plus précisément par le temps de collection des charges, le temps de descente est de son côté déterminé par la résistance et la capacité constituant le circuit de charge du détecteur. Comme on l'a vu au chapitre consacré aux préamplificateurs, le meilleur rapport signal/bruit est obtenu en choisissant la valeur de résistance la plus élevée possible et la valeur de capacité la plus faible. Dans ces conditions, le temps de descente est très long, 10 à 100 μs dans les conditions habituelles, et cela implique que l'effet d'empilement existe, même à des taux de comptage modérés. On est ainsi amené à réduire la durée des impulsions par un circuit de différentiation convenablement placé dans l'amplificateur.

Considérons un échelon de tension appliqué à un circuit différentiation. L'impulsion résultante est monopolaire, c'est-à-dire ne présente pas de retour (« undershoot »). Dans le cas d'un différentiateur R_0C_0 par exemple, la réponse à l'échelon unité est e^{-t/R_0C_0}.

Par contre si une seconde constante de temps de couplage RC existe dans l'amplificateur, l'impulsion est suivie d'un retour, de telle sorte que la composante continue est nulle. Si T_1 et T_2 sont les deux constantes de temps présentes, la réponse à l'échelon unité est :

$$R(t) = \frac{1}{T_1-T_2}\left[T_1 e^{-t/T_2}-T_2 e^{-t/T_1}\right]$$

et l'amplitude du retour est

$$\delta = \lambda^{\frac{1+\lambda}{1-\lambda}} \qquad \text{où} \qquad \lambda = \frac{T_1}{T_2}.$$

Lorsque $\lambda = 1$ l'amplitude du retour est de 13,5 % et lorsque λ est grand, cette amplitude tend vers $1/\lambda$.

Si, en plus du différentiateur, deux constantes de temps existent, c'est-à-dire si trois constantes de temps, au total, sont présentes, l'impulsion coupe deux fois l'axe des temps et, en plus du « retour », un rebond (« overshoot ») existe.

Plus généralement pour n constantes de temps de couplage, il y a une succession de retours et de rebonds avec $n-1$ passages par zéro (zero crossing). Dans le cas où ces n constantes de temps sont identiques et égales à τ, la réponse à l'échelon unité est, en posant $x = t/\tau$:

$$R(x) = e^{-x} \sum_{j=0}^{j=n-1} \frac{(-1)^j (n-1)! x^j}{(j!)^2 (n-1-j)!}.$$

Une caractéristique importante des passages à zéro est leur invariance dans le temps par rapport au départ de l'impulsion ; lorsque l'amplitude varie, ce fait est largement utilisé pour la réalisation de coïncidences.

2.2.1. *Formulation du problème du filtrage*

Divers paramètres relatifs au filtrage sont essentiels pour définir les performances des amplificateurs.

1) La réponse $R(t)$ du filtre à l'échelon unité. Etant donné les hypothèses faites sur la forme du signal à l'entrée d'un circuit sensible à la charge, cette réponse $R(t)$ va caractériser la forme des signaux à la sortie de l'amplificateur. La connaissance de $R(t)$ permet de préciser le temps de résolution, le comportement en impulsions saturantes, la réponse du convertisseur analogique numérique, etc.

2) L'expression du bruit à la sortie du filtre, donc la résolution en amplitude (c'est-à-dire en énergie) de l'ensemble de l'appareil.

Dans les lignes qui suivent nous allons calculer l'expression générale du rapport signal/bruit après filtrage et indiquer le processus mathématique à suivre pour la détermination des divers paramètres.

2.2.2. *Détermination de $R(t)$, du bruit après filtrage et du temps de résolution*

Le filtre est caractérisé par sa réponse en fréquence $G(\omega)$ qui est le module de son gain complexe $G(j\omega)$.

Le calcul de la réponse à l'échelon unité fait généralement appel au calcul symbolique (transformation de Laplace), qui fait correspondre à une fonction $V(t)$ une autre fonction $v(p) = \int e^{-pt} V(t)\mathrm{d}t$.

Les propriétés d'une telle transformation sont bien connues.

Pour passer du gain complexe $G(j\omega)$ au gain symbolique $G(p)$ il suffit de remplacer $j\omega$ par p.

Dans le cas de la réponse à l'échelon unité, la réponse symbolique est $G(p)/p$ et $R(t)$ correspond à l'original de $G(p)/p$.

Soit e^2 la tension de bruit à l'entrée du préamplificateur pour une bande de fréquence $\mathrm{d}f$. En introduisant le gain de l'amplificateur ou du filtre $G(\omega)$, la tension de sortie due au bruit, pour tout le spectre, est :

$$\overline{v^2} = \int \overline{e^2} |G(\omega))|^2 \, \mathrm{d}f.$$

Comme nous l'avons déjà indiqué, on peut confondre le signal à l'entrée du préamplificateur avec l'échelon de charge $\frac{Q}{C_T}\Gamma(t)$, $\Gamma(t)$ étant l'échelon unité. Soit $F(0)$ l'amplitude maximale de la réponse de l'amplificateur ou du filtre à l'échelon unité $\Gamma(t)$, le rapport signal/bruit peut alors se mettre sous la forme :

$$\frac{S}{B} = \frac{QF(0)}{C_T \left[\int \overline{e^2} \, G(\omega)^2 \, \mathrm{d}f\right]^{1/2}}.$$

Posons $Q = N q$ (q charge électronique).

Si nous faisons $S/B = 1$, N sera égal à la charge équivalente au bruit CEB, précédemment définie.

Soit :

$$CEB_{vqm} = \frac{C_T}{q\,F(0)} \left[\int \overline{e^2} \, G(\omega)^2 \, \mathrm{d}f\right]^{1/2}. \qquad (1)$$

WILSON [7] d'une part et GENIN [6] d'autre part ont calculé l'expression de la CEB en fonction de la réponse $R(t)$ de l'amplificateur (ou du filtre) à l'échelon unité et de la réponse $R'(t)$ à l'impulsion unité. Si l'on pose :

$$\overline{e^2} = \left(a^2 + \frac{g^2}{\omega^2}\right)$$

la tension de bruit après filtrage s'exprime comme suit :

$$\overline{v_b^2} = \int \overline{e^2} \, |G(\omega)|^2 \, \mathrm{d}f = \frac{a^2}{2} \int [R'(t)]^2 \, \mathrm{d}t + \frac{g^2}{2} \int [R(t)]^2 \, \mathrm{d}t$$

et la charge équivalente au bruit :

$$CEB_{vqm} = \frac{C_T}{qF(0)} \left[\frac{a^2}{2} \int [R'(t)]^2 \, \mathrm{d}t + \frac{g^2}{2} \int [R(t)]^2 \, \mathrm{d}t\right]^{1/2}.$$

Le calcul du temps de résolution résulte de sa définition : c'est le rapport entre la surface de $R(t)$ et son amplitude maximale $F(0)$.

2.2.3. *Principaux réseaux de filtrage*

La théorie du filtre optimal (Cf. par ex. réf. [8]) appliquée à la détection d'un échelon de tension noyé dans un bruit de densité spectrale $\left(a^2 + \frac{g^2}{\omega^2}\right)$ conduit à un filtre dont la réponse percussionnelle est constituée de deux exponentielles symétriques par rapport à un temps T_0. Cette réponse est malheureusement irréalisable physiquement car elle est non nulle pour $t < 0$, mais on peut s'en rapprocher au moyen de circuits très simples. Le tableau I dresse les perfor-

TABLEAU I

Différentiation (T_1, $2T_R$) Intégration (T_2)	τ, T_1, T_2, (a/g)	$F(0)$	q_n min (pair ion)	Contribution à $\overline{v_b^2}$		
			(ag) ½	bruit blanc	$1/f$ au min.	$1/f^2$
RC - RC	$\tau = 1 = T_1 = T_2$	0,368	1,36	$a^2/8\ \tau$	$d^2/4\pi$	$g^2\ \tau/8$
RC - RC_2	$T_1 = 0{,}6$; $T_2 = 0{,}57$	0,27	1,215	$\simeq a^2/32\ \tau$	$d^2/8\ \pi$	$3\ g^2\ \tau/32$
RC_2 - RC	$T_1 = 1{,}4$ $T_2 = 1{,}93$	0,29	1,406	$\frac{1}{8}\left(\frac{\lambda}{\lambda+1}\right)^2 \frac{2\lambda+1}{\lambda} \frac{a^2}{T_2}$	$d^2/25{,}7$	$\frac{1}{8}\left(\frac{\lambda}{\lambda+1}\right)^2 \lambda g^2 T_2$
RC - RC_2	$\tau = 0{,}58$	0,272	1,22	$a^2/\ 32\ \tau$	$d^2/\ 8\ \pi$	$3\ g^2\ \tau/32$
RC - RC_3	$\tau = 0{,}45$	0,224	1,185	$a^2/\ 64\ \tau$	$d^2/12\ \pi$	$5g^2\ \tau/64$
RC - RC_4	$\tau = 0{,}38$	0,195	1,16	$5\ a^2/512\ \tau$	$d^2/16\ \pi$	$35g^2\ \tau/512$
RC_2 - RC	$\tau = 1{,}732$	0,23	1,43	$3\ a^2/\ 32\ \tau$	$d^2/\ 8\ \pi$	$\tau\ g^2/32$
RC_2 - RC_2	$\tau = 1$	0,132	1,34	$a^2/\ 64\ \tau$	$d^2/24\ \pi$	$\tau\ g^2/64$
RC_2 - RC_3	$\tau = 0{,}775$	0,09	1,37	$3\ a^2/512\ \tau$	$d^2/48\ \pi$	$5\ \tau g^2/512$
RC_2 - RC_4	$\tau = 0{,}655$	0,068	1,39	$3\ a^2/1\ 024\ \tau$	$d^2/80\ \pi$	$7\ \tau g^2/1\ 024$
DL - RC.....	$\tau = 1{,}29$	0,32	1,1	$\frac{1}{8}(1-e^{-\lambda})\frac{a^2}{T_2}$	$d^2/12{,}9$	$\frac{1}{8}(e^{-\lambda}+\lambda-1)g^2T_2$
DL - RC_2	$T_2 = 0{,}53$, $2T_R = 1{,}4$	0,375	1,11	$\frac{1}{16}(1-(\lambda+1)e^{-\lambda})\frac{a^2}{T_2}$	$d^2/24$	$\frac{T_2}{16}[2\lambda-3+(\lambda+3)e^{-\lambda}]g^2$
DL_2 - RC.....	$\tau = 2{,}2$	0,16	1,37	$\frac{a^2T_2}{32}(3-e^{-\lambda})(1-e^{-\lambda})$	$d^2/24{,}3$	$\frac{g^2T_2}{32}[2\lambda-(3-e^{-\lambda}).(1-e^{-\lambda})]$

mances de quelques réseaux utilisables par rapport au filtre optimal. Celui qui s'en rapproche le plus est constitué d'une ligne à retard (longueur électrique T_r) et d'un intégrateur RC de constante de temps T_2. Toutefois lorsque deux différentiations sont nécessaires, le meilleur réseau comporte deux cellules RC d'intégration (T_2), la différentiation étant faite également par cellule RC (de constante de temps T_1, avec $T_2/T_1 = \lambda$). Le tableau I donne également le gain $F(0)$ ainsi que les contributions des diverses sources de bruit lorsqu'on ne se place pas à l'optimal. (Dans tous les cas, on peut remarquer que la contribution du bruit en $1/f$ est indépendante des constantes de temps choisies).

2.2.4. *Effet d'empilement*

Avec des signaux distribués dans le temps d'une façon aléatoire l'effet d'empilement (« pile-up ») est inévitable et il est la cause d'une dispersion dans les amplitudes mesurées qui se traduit par un élargissement des pics en spectrométrie.

Dans le préamplificateur, l'empilement se produit sur les temps de descente des signaux et cela peut donner lieu à des excursions dynamiques importantes. Si $\frac{Q}{C} e^{-t/RC}$ représente le signal en sortie du préamplificateur, le théorème de CAMPBELL [9] permet de calculer la valeur quadratique moyenne de la tension engendrée par des impulsions aléatoires dont la fréquence moyenne est n par seconde :

$$\overline{v^2} = n \int \left(\frac{Q}{C} e^{-t/RC}\right)^2 dt.$$

Soit $$v_{rqm} = \frac{Q}{C}\left(\frac{n\,RC}{2}\right)^{1/2}.$$

Pour un détecteur germanium, 2,8 eV/paire él. trou, 10 000 détections par seconde de particules de 5 MeV d'énergie donnent pour RC = 1 ms et C = 1 pF : $v_{rqm} = 0{,}6$ V. On voit que la dispersion résultante dépendra de la linéarité du préamplificateur sur cette dynamique.

Dans l'amplificateur proprement dit, l'empilement a lieu sur les retours des impulsions. Dans un amplificateur à double différentiation, les retours ont une durée très courte et seul l'empilement ayant lieu dans la section de l'amplificateur précédant le second différentiateur, donne lieu à une dispersion des amplitudes.

3. Comportement de l'amplificateur en surcharge

L'utilisation de détecteurs à semiconducteurs dont la dynamique en énergie est très importante, a rendu nécessaire l'examen du comportement en surcharge des amplificateurs linéaires.

Divers niveaux de saturation sont à envisager. Par exemple, dans un amplificateur utilisant une double différentiation et constitué par un préamplificateur, le premier différentiateur, un étage d'amplification, le second différentiateur et un étage de sortie, trois niveaux de saturation sont à considérer :

a) Saturation de l'étage de sortie,

b) Surcharge telle que le « retour » du signal atteigne aussi la saturation avant le second différentiateur,

c) Saturation du préamplificateur.

4. Place des réseaux de filtrage dans la chaîne d'amplification

Dans le but d'éviter l'empilement, le premier circuit de différentiation doit être placé immédiatement après le préamplificateur. Cependant, du point de vue du bruit, cette place est très défavorable puisqu'elle réduit l'amplitude utile du signal et n'a aucun effet

de filtrage sur le bruit de l'amplificateur proprement dit. Si donc l'empilement n'est pas à redouter, le premier différentiateur pourra être avantageusement placé plus loin dans la chaîne.

Le second différentiateur, lorsqu'il est utilisé, est placé non loin de la sortie. En effet, afin de préserver l'égalité des surfaces du signal et de son retour c'est-à-dire d'éviter les variations de la ligne de base, il est préférable qu'une éventuelle limitation des signaux intervienne avant le second différentiateur plutôt qu'après.

Les intégrateurs sont généralement placés, eux aussi près de la sortie. Cela permet d'avoir disponible avant intégration, un signal rapide à haut niveau pouvant être utile pour des mesures temporelles.

5. Conclusion

Comme nous l'avons vu, le problème de l'amplification en spectrométrie nucléaire est complexe à résoudre quand on veut atteindre la résolution la meilleure possible à des taux de comptage élevés. L'amélioration des performances a été obtenue en tenant compte de tous les paramètres susceptibles d'influencer la résolution.

C'est d'une part la stabilisation dans le temps et en fonction de la température des circuits linéaires par l'emploi de la contre-réaction et des techniques de compensation. Les coefficients de température sont actuellement de quelques 10^{-5}/°C, et le problème de la stabilité se pose maintenant au niveau de la conversion amplitude-numérique à grand nombre de canaux.

L'apparition de nouveaux composants, tels les transistors à effet de champ, a permis la réalisation de circuits d'entrée de préamplificateurs rapides et peu bruyants. Pour les amplificateurs proprement dits, un bruit de 10 μV (v.q.m.) sur une bande de 5 MHz est courant.

Le problème le plus délicat à résoudre reste celui du filtrage qui optimalise la résolution en énergie et le temps de résolution. Des techniques pleines de promesses sont actuellement mises au point pour éviter l'empilement à haute récurrence par restauration du niveau continu (résolution de 5 keV à 100 kHz moyen annoncée) ainsi que pour diminuer les temps morts en fonctionnement saturé.

BIBLIOGRAPHIE

[1] FANO U. — *Phys. Rev. 70*, (1946) 44 et 72, (1947) 26.

[2] BLANKENSHIP J.L. — *IEEE Trans.* NS 11 (1964) 373.

[3] BLALOCK T.V. — *IEEE Trans.* NS 13 (1966) 457.

[4] BALLAND J.C. et al. — *Nuclear Instr. and Meth. 37* (1965), 276.

[5] GILLESPIE A.B. — Signal noise and resolution in nuclear counter amplifier. *Pergamon Press* (1953).

[6] GENIN R. — Electronique et physique nucléaire, *Herman* (1953).

[7] WILSON. — *Phil. Mag 41* (1950), 66.

[8] BLANC-LAPIERRE A. et Al. — Propriétés statistiques du bruit de fond. *Masson* (1961).

[9] CAMPBELL N.R. et al. — *J. Inst. Elec. Eng. 3*, 93 (1946) 45.

RÉSOLUTION D'UN PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP DANS UNE CHAINE DE SPECTROMÉTRIE

PAR

J. FREYCENON et G. DE ROSNY

Service d'instrumentation nucléaire
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Le pouvoir de résolution d'une chaîne de spectrométrie est limité par le bruit de fond des circuits, et principalement par celui de l'étage d'entrée du préamplificateur. Deux critères sont couramment utilisé pour le caractériser :

— la précision naturelle (PN), nombre de charges électroniques qui, appliquées à l'entrée du préamplificateur, donneraient, en sortie de la mise en forme, une impulsion d'amplitude égale à la valeur efficace du bruit (*).

— la résolution électronique équivalente (REE), valeur (exprimée en électron-volts) de la largeur totale à mi-hauteur d'une raie fictive engendrée dans la chaîne de spectrométrie à partir d'un générateur d'impulsions.

La PN est une grandeur qui caractérise les performances intrinsèques du préamplificateur, indépendamment du détecteur qui peut lui être associé. C'est un usage établi en électronique nucléaire d'admettre implicitement, lorsqu'on traite de la PN, que la mise en forme utilisée consiste en un filtre CR-RC où les constantes de temps de différentiation et d'intégration sont égales. En matière de bruit de fond, les qualités, de différents préamplificateurs sont ainsi directement comparables.

Au contraire, la REE n'est parfaitement définie que si l'on indique en même temps le type de détecteur envisagé ainsi que les conditions expérimentales où l'on se place. Il est cependant admis, sauf indication contraire, que l'on utilise la mise en forme simple CR-RC.

Pour un détecteur idéal supposé de capacité nulle et dénué de courant de fuite, la connaissance de la PN permet de calculer la REE par la relation :

$$\text{REE (keV)} = \frac{2{,}35 \times 10^{-3}}{w} \text{ PN (charges)}$$

où w est l'énergie nécessaire à la libération d'une charge électronique dans le détecteur envisagé (2,8 eV dans le germanium, 3,6 eV dans le silicium, 30 eV environ dans les gaz), et 2,35 le rapport entre la largeur à mi-hauteur et l'écart quadratique moyen d'une courbe de Gauss.

Bien qu'il soit donc plus naturel à un électronicien de parler de PN que de REE, c'est de cette dernière qu'il sera question dans cet article où l'on cherche à montrer quels sont les facteurs déterminants de la REE d'une chaîne de spectrométrie dans le cas où l'étage d'entrée du préamplificateur est constitué par un transistor à effet de champ. On admet que seul le bruit de cet étage d'entrée et du détecteur détermine la REE de l'ensemble de la chaîne, et que la mise en forme est faite par un filtre réalisant une différentiation et une intégration de constantes de temps égales.

Suivant le type de détecteur, on utilise un préamplificateur de tension ou de charges ; ce dernier, qui comporte une contre-réaction capacitive, est préférable lorsque la capacité du détecteur n'est pas très stable. La contre-réaction ne modifiant pas le rapport signal à bruit, les résultats du calcul développé dansc et article s'appliquent à ces deux types de préamplificateurs.

* La précision naturelle est identique à la charge équivalente au bruit CEB exprimée en électrons v.q.m. définie dans l'article précédent.

2. Principe du calcul de la REE

Le calcul de la résolution comporte les étapes suivantes :

1. On détermine quelle est l'amplitude v_s du maximum de l'impulsion à la sortie du circuit de mise en forme correspondant à la libération d'une paire électron-trou dans le détecteur.

2. On calcule la densité spectrale énergétique $\overline{e^2}(f)$ des fluctuations de tension à la sortie du préamplificateur.

3. On calcule la moyenne quadratique $\sqrt{\overline{E^2}}$ des fluctuations de tension en sortie de la mise en forme.

4. La REE est alors obtenue par :

$$\text{REE} = \frac{2{,}35 \times 10^{-3}}{w} \frac{\sqrt{\overline{E^2}}}{v_s} \text{ keV}.$$

Pour faire ressortir l'influence des caractéristiques électriques du détecteur (courant de fuite, capacité, résistance parallèle), on le représentera par son schéma équivalent dans le circuit de l'étage d'entrée (fig. 1).

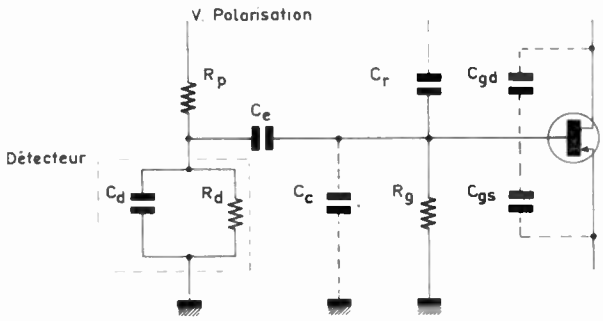


FIG. 1. — Schéma du circuit d'entrée d'un préamplificateur.

2.1. Calcul de v_s

Soit q la charge d'un électron ($q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb). L'apparition d'une paire d'ions dans le détecteur se traduit par un échelon de tension, à l'entrée du préamplificateur, d'amplitude $v_e = q/C_T$.

C_T désigne la capacité totale d'entrée qui comprend :

— la capacité C_d du détecteur.

— la capacité C_e d'entrée du transistor à effet de champ, somme de la capacité grille-drain C_{gd} et de la capacité grille-source C_{gs}.

— la capacité répartie du câblage C_c.

— la capacité de contre-réaction C_r qui existe dans un préamplificateur de charges, mais non dans un préamplificateur de tension.

$$C_T = C_d + C_{gs} + C_{gd} + C_c + C_r$$

La réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme RC-CR est telle qu'à un échelon de tension d'amplitude unité à l'entrée, correspond en sortie une impulsion d'amplitude maximale $1/e$ (e, base des logarithmes naturels). Une paire d'ions libérée dans le détecteur correspond donc à une impulsion d'amplitude $v_s = \frac{1}{e}\frac{q}{C_T}$ à la sortie du filtre de mise en forme.

2.2. Calcul de $\overline{e^2}(f)$

La figure 1 montre le schéma électrique de l'ensemble formé par le détecteur et l'étage d'entrée du préamplificateur. La résistance R_d représente, dans le cas d'un détecteur semiconducteur, la résistance de la diode polarisée en inverse. Le condensateur C_e de liaison entre le détecteur et la grille figure seulement pour mémoire car il n'intervient pas dans le calcul.

On peut classer les bruits de l'étage d'entrée en deux catégories (fig. 2) :

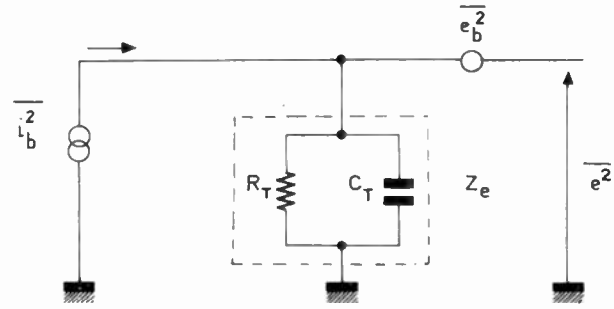


FIG. 2. — Représentation synthétique des sources de bruit.

— les bruits qui ont leur source dans le détecteur, dans la grille du transistor à effet de champ, et dans les résistances du circuit (bruits parallèles). On les représentera par un générateur de courant de densité spectrale $\overline{i_b^2}(f)$ débitant sur l'impédance Z_e du réseau d'entrée.

— les bruits qui prennent naissance entre la source et le drain du transistor (bruits séries). On les représentera par une tension de bruit de densité spectrale $\overline{e_b^2}(f)$.

La densité spectrale $\overline{e^2}(f)$ du bruit à la sortie du préamplificateur a donc pour expression :

$$\overline{e^2}(f) = \overline{i_b^2}(f)\,|Z_e|^2 + \overline{e_b^2}(f).$$

En appelant R_T la résistance résultant de la mise en parallèle de R_g, R_p et R_d, on obtient pour $|Z_e|^2$ l'expression :

$$Z_e^2 = \frac{R_T^2}{1 + R_T^2 C_T^2 \omega^2}.$$

On verra plus loin que la valeur de R_T doit être aussi élevée que possible. Dans la bande de fréquence délimitée par la mise en forme, on aura toujours $R_T^2 \gg 1/C_T^2\omega^2$, et l'on peut remplacer $|Z_e|^2$ par $1/C_T^2\omega^2$.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\overline{e^2}(f) = \frac{1}{C_T^2\omega^2}\,\overline{i_b^2}(f) + \overline{e_b^2}(f).$$

Il faut maintenant déterminer $\overline{e_b^2}(f)$ et $\overline{i_b^2}(f)$.

● En première approximation, la tension de bruit $\overline{e_b^2}$ comprend les éléments suivants :

a) la tension de bruit thermique e_c^2 engendrée par la résistance du canal. Ramenée à l'entrée de l'étage, cette tension s'écrit :

$$\overline{e_c^2}(f) = 4kT\,R_{eq}$$

($k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ joules/degré Kelvin est la constante de Boltzmann et T est la température absolue du dispositif). Suivant la référence [1], on doit prendre :

$$R_{eq} = \frac{0{,}7}{g_m}$$

(g_m : pente du transistor en A/V).

La valeur du coefficient numérique fixée à 0,7 dépend de la tension grille-source, et n'est pas définie avec une très grande précision : elle est généralement comprise entre 0,6 et 0,8.

b) la tension de bruit basse fréquence, $\overline{e_f^2}$ due à l'effet de scintillation. Elle s'exprime par

$$\overline{e_f^2}(f) = A\,\frac{1}{f}.$$

• Le courant de bruit $\overline{i_b^2}$ est la somme des courants suivants :

a) un courant de bruit $\overline{i_{gc}^2}$ particulier aux transistors à effet de champ. C'est un courant engendré dans la grille par une réaction des fluctuations du courant du canal. Le calcul de ce courant a été effectué par VAN DER ZIEL [2] qui a montré que la corrélation avec $\overline{e_c^2}$ est négligeable. Fonction de la fréquence, ce courant peut s'exprimer par :

$$\overline{i_{gc}^2}(f) = \frac{1}{3}\,4kT\,\frac{0{,}7}{g_m}\,C_{gs}^2\,\omega^2.$$

Le coefficient 1/3 est une approximation de la valeur prise par une fonction complexe de la tension grille-source.

b) le courant de bruit dû au courant de fuite de grille I_g qui donne un bruit de grenaille :

$$\overline{i_g^2}\,(f) = 2q\,\overline{I_g}.$$

c) de même, le courant de fuite du détecteur I_d donne un courant de bruit :

$$\overline{i_d^2}\,(f) = 2q\,\overline{I_d}.$$

d) les différentes résistances en parallèle équivalentes à une résistance R_T engendrent un courant de bruit :

$$\overline{i_R^2}\,(f) = \frac{4kT}{R_T}.$$

On ne considèrera pas ici d'autres sources de bruit, négligeant ainsi, par exemple :

— la tension de bruit HF du transistor : si la fréquence de coupure du transistor est assez élevée pour que la fréquence à partir de laquelle ce bruit prend de l'importance soit grande devant la fréquence de coupure haute de la mise en forme, cette approximation est tout à fait justifiée.

— la résistance de faible valeur que l'on place parfois en série avec la grille du transistor pour éviter des accrochages HF intempestifs, en particulier lorsqu'on met en parallèle plusieurs transistors.

On a donc, en faisant la somme des bruits pris en considération :

$$\overline{i_b^2}(f) = 2q\,(\overline{I_g} + \overline{I_d}) + \frac{4kT}{R_T} + \frac{1}{3}\,4kT\,\frac{0{,}7}{g_m}\,C_{gs}^2\,\omega^2$$

et

$$\overline{e_b^2} = 4kT\,\frac{0{,}7}{g_m} + \frac{A}{f}.$$

Ce qui donne donc pour la densité spectrale du bruit $\overline{e^2}(f)$ en sortie du préamplificateur :

$$\overline{e^2}(f) = \frac{A}{f} + 4kT\,\frac{0{,}7}{g_m} + \frac{1}{C_T^2\omega^2}\left[2q\,(I_g + I_d) + \frac{4kT}{R_T} + \frac{1}{3}\,4kT\,\frac{0{,}7}{g_m}\,C_{gs}^2\,\omega^2\right]$$

soit :

$$\overline{e^2} = \frac{A}{f} + 4kT\,\frac{0{,}7}{g_m}\left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{C_{gs}}{C_T}\right)^2\right] + \frac{1}{C_T^2\omega^2}\left[2q\,(\overline{I_g} + \overline{I_d}) + \frac{4kT}{R_T}\right].$$

En posant :

$$B = 4kT\,\frac{0{,}7}{g_m}\left[1 + \frac{1}{3}\left(\frac{C_{gs}}{C_T}\right)^2\right]$$

et

$$C = \frac{1}{C_T^2}\left[2q\,(\overline{I_g} + \overline{I_d}) + \frac{4kT}{R_T}\right],$$

on écrira :

$$\overline{e^2}(f) = B + A \times \frac{1}{f} + \frac{C}{4\pi^2} \times \frac{1}{f^2}.$$

2.3. CALCUL DE $\sqrt{\overline{E^2}}$

En désignant par τ la valeur commune des constantes de temps d'intégration et de différentiation, la réponse en fréquence du filtre de mise en forme a pour expression :

$$R(\omega) = \frac{j\omega\tau}{(1 + j\omega\tau)^2} \quad (\omega = 2\pi f).$$

Ceci donne :

$$|R|^2 = \frac{\omega^2\tau^2}{(1 + \omega^2\tau^2)^2}.$$

La densité spectrale énergétique des fluctuations de tension à la sortie de la mise en forme a donc pour

expression $R^2\overline{e^2}$, et la valeur quadratique moyenne globale du bruit sera :

$$\overline{E^2} = \int_0^\infty |R|^2 \overline{e^2}\, df$$

soit

$$\overline{E^2} = B\int_0^\infty |R|^2\, df + A\int_0^\infty |R|^2 \frac{df}{f} + \frac{C}{4\pi^2}\int_0^\infty |R|^2 \frac{df}{f^2}$$

On trouve :

$$\overline{E^2} = \frac{B}{8\tau} + \frac{A}{2} + \frac{C\tau}{8}$$

D'où l'expression de la résolution :

$$\text{REE} \sim 1{,}11\, C_T\,(\text{pF}) \sqrt{\frac{A}{2} + \frac{B}{8\tau} + \frac{C\tau}{8}} \times 10^{+5}\ \text{keV (Ge)}$$

qui donne la résolution en keV pour un détecteur au germanium. Pour le silicium, le coefficient serait 1,4 au lieu de 1,11.

3. Discussion

Cette expression de la REE ne permettra pas de déterminer rigoureusement la résolution d'une chaîne de spectrométrie pour une application numérique concernant un transistor à effet de champ et un détecteur déterminés. Son intérêt n'en est pas moins évident en ce qu'elle constitue un guide sûr et efficace dans le choix des composants en vue de la réalisation d'un pré-amplificateur de charges à faible résolution.

Il faut noter tout d'abord qu'il existe une valeur optimale τ_0 de τ qui minimalise la REE.

Elle est donnée par

$$\tau_0 = \sqrt{\frac{B}{C}}.$$

Pour cette valeur de τ, l'expression de la REE devient* :

$$\text{REE} \sim 1{,}11\, C_T \sqrt{\frac{A}{2} + \frac{1}{4}\sqrt{BC}} \times 10^{+5}\ \text{keV (Ge)}.$$

Il est intéressant, pour faire bien ressortir l'importance relative des différents paramètres dont dépend la REE, d'en effectuer le calcul dans quelques cas particuliers.

On envisagera deux types de transistors [3].

— le FSP 401 (Fairchild) $g_m = 0{,}2$ mA/V, $I_g = 10^{-11}$ A, $A = 1{,}35 \times 10^{-11}$ (volts)² (constante du bruit BF). Capacité grille $C_{gs} + C_{gd} = 2$ pF.

— le 2N2500 (Texas Instrument) $g_m = 1{,}5$ mA/V, $I_g = 5 \times 10^{-11}$ A. $A = 10^{-13}$ (volts)². Capacité grille $C_{gs} + C_{gd} = 26$ pF.

* Par référence avec l'article précédent, on a :

$$CEB_r = \sqrt{\frac{C\tau}{8}} \text{ et } CEB_s = \sqrt{\frac{B}{8\tau}}.$$

Le tableau I indique les résultats de calculs concernant le FSP401, et le tableau II, le 2N2500.

TABLEAU I

Cas n°	C_T pF	R_T Ω	B V²/Hz	C V²/s	τ_0 µs	τ µs	REE keV (Si)
1	4	10^9	$5{,}6 \times 10^{-17}$	$1{,}2 \times 10^{-6}$	6,8	τ_0	1,65
2	—	—	—	—	—	1	2
3	—	10^8	—	10^{-5}	2,4	τ_0	2
4	—	10^{10}	—	3×10^{-7}	13,5	—	1,55
5	10	10^9	—	$1{,}9 \times 10^{-7}$	17	—	3,8
6	—	—	—	—	—	10	3,9

TABLEAU II

Cas n°	C_T pF	R_T Ω	B V²/Hz	C V²/s	τ_0 µs	τ µs	REE keV (Si)
7	29	10^9	$7{,}5 \times 10^{-18}$	$3{,}8 \times 10^{-8}$	14	opp	1,75
8	—	—	—	—	—	10	1,8
9	—	10^8	—	$2{,}1 \times 10^{-7}$	6	opp	2,4
10	—	10^{10}	—	$2{,}1 \times 10^{-8}$	16	—	1,65
11	35	10^9	—	$2{,}85 \times 10^{-8}$	16	—	2
12	—	—	—	—	—	10	2,1

L'absence de données numériques concernant C_{gs} n'a pas permis de tenir compte dans les calculs numériques, du terme i_{gs}^2. La contribution de ce bruit est d'ailleurs assez faible.

La comparaison des résultats donnés dans ces tableaux conduit aux remarques suivantes :

— les valeurs obtenues pour τ_0 sont en général élevées ; cela tient surtout à la faible valeur de $\overline{I_g}$. En réalité, le courant de fuite $\overline{I_d}$ du détecteur est souvent supérieur de plusieurs ordres de grandeur à 10^{-11} A, ce qui diminue la valeur de τ_0.

— la REE varie assez lentement en fonction de τ au voisinage de τ_0 (cas 1 et 2, 5 et 6, 7 et 8, 11 et 12).

— en l'absence de détecteur, le FSP401 donne une REE plus faible que le 2N2500 (cas 1 et 7), mais un détecteur ayant une capacité de 6 pF (cas 5 et 11) suffit à inverser l'ordre de mérite des deux transistors.

— l'influence de la valeur de R_T n'est pas négligeable (cas 3 et 4, 9 et 10).

— la faible valeur de son coefficient A (bruit en $1/f$) contribue bien plus que la valeur relativement forte de sa pente à rendre le 2N2500 plus favorable que le FSP401 à la réalisation d'un préamplificateur de charge à faible bruit.

— dans tous les cas, il serait intéressant de disposer de transistors à effet de champ ayant une pente élevée et une capacité d'entrée faible. Malheureusement, ces deux conditions favorables ne peuvent être réalisées simultanément. On peut alors être tenté, dans le cas où C_T est élevé (détecteurs de forte capacité) de mettre en parallèle plusieurs transistors à effet de champ de capacité d'entrée faible : l'augmentation relative de la pente globale de l'étage d'entrée serait ainsi plus importante que l'augmentation relative de C_T. La résolution devrait être ainsi améliorée pour les détecteurs de forte capacité. L'expérience prouve [4 et art. suivant]

qu'il en est bien ainsi et certains préamplificateurs de charges du commerce sont équipés de deux transistors à effet de champ en parallèle.

Enfin, la valeur T de la température apparaît au numérateur dans les expressions de B et de C indiquant que la REE doit diminuer à basse température. Mais, par suite des variations de la pente g_m, le rapport T/g_m présente un minimum pour une valeur de T dépendant du type de transistor. L'expérience montre que la température conduisant à la meilleure résolution se situe généralement entre -80 °C (température de la glace carbonique) et -180 °C (température de l'azote liquide).

4. Conclusion

La réalisation d'un préamplificateur destiné à une chaîne de spectrométrie à haute résolution est tributaire des caractéristiques des transistors à effet de champ disponibles. La dispersion des caractéristiques, obtenues dans une fabrication d'éléments semiconducteurs, oblige á rechercher par un tri sévère les meilleurs de ces éléments pour cette application. Il serait souhaitable que cette sélection soit effectuée à la sortie de la chaîne de fabrication.

Les transistors à effet de champ ne sont pas les seuls composants actifs susceptibles d'entrer dans la réalisation d'un préamplificateur. Une publication récente [5] décrit un préamplificateur de charges paramétrique utilisant des diodes varactor. Les performances annoncées sont intéressantes, et il est probable que cette technique sera appelée à se développer.

Dans l'article suivant sont donnés les récents résultats expérimentaux obtenus au Département d'Electronique Générale dans la réalisation de préamplificateurs de charges à faible bruit.

BIBLIOGRAPHIE

[1] VAN DER ZIEL A. — Thermal noise in field effect transistors. Proceedings of the IRE Vol 50, août 1962, pp. 1808-1812.

[2] VAN DER ZIEL A. — Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies. Proceedings of the IEEE Vol. 51 mars 1963, pp. 461-467.

[3] RADEKA V. — Field effect transitors in charge sensitive preamplifiers. Rapport BNL 6953 (1963).

[4] SMITH K.F., CLINE J.E. — A low noise charge sensitive preamplifier for semiconductor detectors using paralleled field effect transistors. *IEEE Transactions on Nuclear Science* Vol NS 13 n° 3, juin 1966, pp. 468-476.

[5] RADEKA V., CHASE R.L. — A parametric radiation detector preamplifier. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. NS 13, n° 3, juin 1966, pp. 477-494.

Nous informons nos lecteurs qu'un colloque aura lieu à l'instigation du Commissariat à l'Energie Atomique sous le patronage de la Sté Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, sous la dénomination de

Colloque International sur l'Électronique Nucléaire 1968

Le programme détaillé paraîtra dans l'Onde Electrique, les sujets proposés se rapporteront à l'Electronique associée à l'Energie nucléaire et corpusculaire, c'est-à-dire qu'ils engloberont les activités de notre 11e Section.

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES A HAUTE RÉSOLUTION

PAR

G. LIBS

Service d'Instrumentation Nucléaire
Centre d'Études Nucléaires de Saclay

Introduction

Le préamplificateur de charges présenté ici a été étudié en vue d'obtenir une faible résolution et une large dynamique de sortie.

Le schéma électrique adopté pour le circuit d'entrée est semblable à celui qui a été proposé par SMITH et CLINE [1] : il comporte deux transistors à effet de champ connectés en parallèle.

Après avoir donné les principales caractéristiques du préamplificateur, on indique les résultats de deux expériences qui ont permis d'effectuer une mesure physique de la résolution et de vérifier la stabilité du spectre en présence de variations importantes du taux de comptage. Ces résultats ont été relevés à la température ambiante. On indique en annexe quelques dispositions susceptibles d'améliorer la résolution.

1. Caractéristiques du préamplificateur

Les principales caractéristiques du préamplificateur (fig. 1), sont :

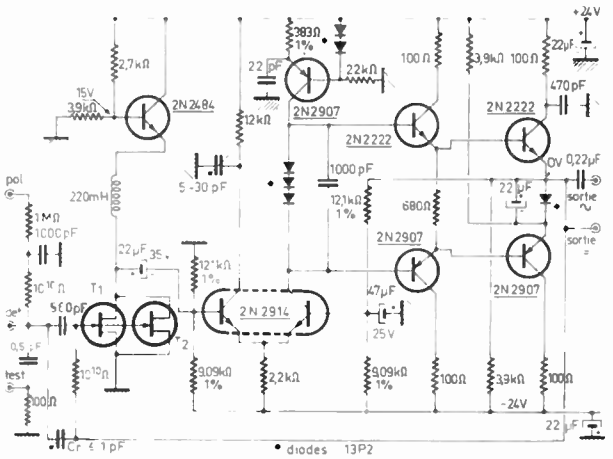


FIG. 1. — Schéma du préamplificateur de charges.

— résolution électronique équivalente : 1,1 keV (Ge),
— variation de la résolution avec la capacité du détecteur : voir figure 2,
— sensibilité : environ 50 mV/MeV,

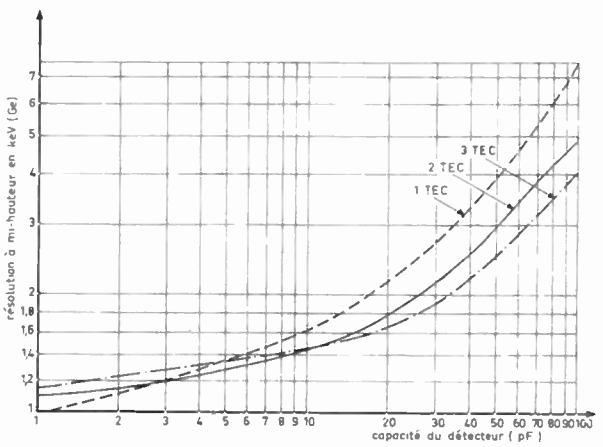


FIG. 2. — Résolution en fonction de la capacité du détecteur (température ambiante).

— perte relative de sensibilité en fonction de la capacité du détecteur : 1,5 % pour 50 pF, 3,5 % pour 100 pF,
— linéarité : 10^{-3} pour 8 V sur 100 Ω,
— temps de montée minimal : 20 ns,
— temps de montée pour un détecteur de capacité 50 pF : 45 ns,
— temps de descente avec couplage continu : 10^{-2} s,
— impédance minimale de charge : 100 Ω,
— tension de sortie maximale : ± 10 V sur 100 Ω,
— alimentation : ± 24 V (± 20 %).

Remarques

La résolution dépend beaucoup des performances des transistors à effet de champ qui équipent le cir-

cuit d'entrée. Les résultats indiqués ici ont été obtenus avec deux 2 N 3823 (Texas Instruments) sélectionnés parmi 10 pièces. Le transistor 144 BF YA (Radiotechnique) semble donner des résultats tout à fait comparables. Une sélection qui pourrait être faite sur la chaîne de production de ces transistors devrait permettre d'obtenir, dans une réalisation industrielle de ce préamplificateur, des caractéristiques équivalentes à celles données ici.

La figure 2 montre que la résolution, pour un détecteur de capacité inférieure à 3 pF, est meilleure avec un seul transistor à effet de champ. Au contraire, pour un détecteur de très forte capacité, il peut être favorable de connecter plusieurs transistors en parallèle. On a choisi d'équiper ce préamplificateur de deux transistors, et de réserver dans le circuit de l'étage d'entrée l'espace permettant à l'utilisateur d'en connecter deux autres. La présence d'une self (ayant une faible résistance) comme impédance de charge de cet étage est nécessaire pour maintenir constante la tension de polarisation drain-source, quel que soit le nombre de transistors montés en parallèle.

La pente et la capacité grille-source des transistors à effet de champ dépendent de la tension de polarisation de grille. Cette tension pourrait donc être ajustée à une valeur optimale correspondant au minimum de bruit pour une capacité extérieure donnée. Cependant, cette valeur optimale n'est pas critique pour une capacité extérieure supérieure à quelques picofarads, et elle est très voisine de 0 V. C'est pourquoi la source des transistors d'entrée est mise directement à la masse.

La capacité ajustable de 5 à 30 pF qui se trouve dans l'étage différentiel est accessible de l'extérieur du boîtier. Elle permet d'atténuer l'augmentation du temps de montée du signal qui survient lorsqu'on utilise un détecteur de forte capacité.

Une application du théorème de CAMPBELL permet de montrer que la valeur efficace des fluctuations de la tension en sortie du préamplificateur est proportionnelle à $\sqrt{N\theta}$, N étant le taux de comptage moyen des impulsions, et θ la constante de temps du préamplificateur.

Quand la résistance de fuite de grille Rg des transistors d'entrée est reliée à la masse, θ à la valeur $Rg \times GCr$ (G, gain en tension du préamplificateur sans contre-réaction ; Cr, capacité de contre-réaction). En mettant Rg en parallèle avec Cr, on donne à θ la valeur G fois plus faible $Rg/G \times GCr = Rg\,Cr$. On diminue ainsi la probabilité pour que la crête des impulsions atteigne une amplitude telle que le régime de fonctionnement de l'étage de sortie ne soit plus linéaire.

Le potentiel continu en sortie est très voisin de 0V, ce qui permet de réaliser une liaison directe avec l'amplificateur qui suit.

2. Résultats expérimentaux

Les résultats suivants ont été relevés au cours d'une expérience de spectrométrie utilisant cet appareil :

2.1. MESURE DE RÉSOLUTION SUR UN SPECTRE OBTENU AVEC UNE SOURCE DE $_{57}$Co

Caractéristiques de la jonction utilisée

Type : germanium compensée au lithium

Surface : 1 cm²

Epaisseur : 4 mm.

Conditions de mesure

Température de la jonction : − 180 °C

Tension de polarisation : − 200 V

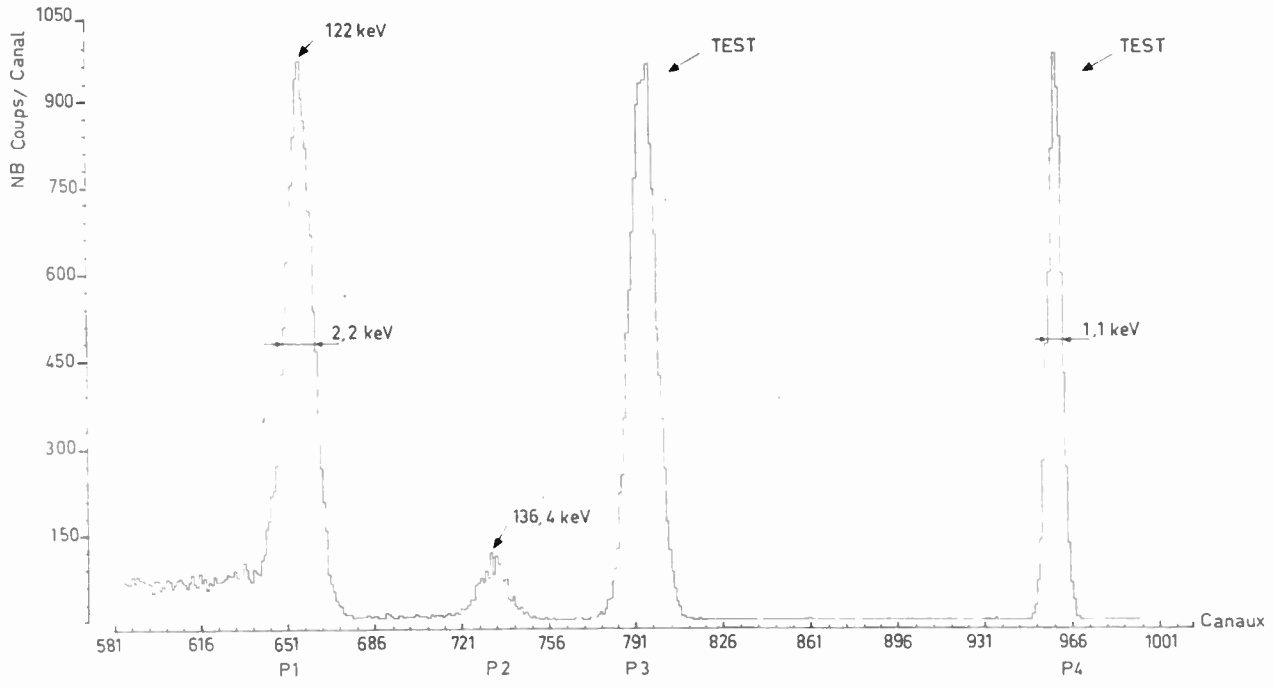


FIG. 3. — Spectre du $_{57}$Co.

Résistance de polarisation de la jonction : 10^{10} Ω

Constante de temps de mise en forme : 3,2 μs (valeur commune des constantes de temps de différentiation et d'intégration).

La chaîne de spectrométrie comprend le préamplificateur de charges, un amplificateur TC 200 (Tennelec) et un convertisseur C A 13 (Intertechnique) associé à un bloc mémoire BM 96 (Intertechnique). On obtient sensiblement les mêmes résultats avec un amplificateur type MAP 11 du standard Renatran).

Le spectre enregistré est représenté sur la figure 3. Les pics P_1 et P_2 correspondent respectivement aux rayonnements d'énergies 124 keV et 136,4 keV. La résolution à mi-hauteur est de 2,2 keV.

Le pic P_3 est engendré par un générateur d'impulsions branché sur l'entrée « test » pendant la mesure. Le pic P_4 correspond au spectre de ces impulsions en l'absence du détecteur. Cette mesure permet de connaître la résolution électronique de la chaîne (1,1 keV).

2.2. Mesure de la stabilité du pic test en fonction du taux de comptage

Conditions de mesure

jonction au silicium, épaisseur 1 mm

source $\alpha \rightarrow Am^{241}$ (Energie ~ 5 MeV)

amplificateur comportant deux circuits différenciateurs et un circuit intégrateur de même constante de temps égale à 1 μs.

sélecteur S A 40 B (Intertechnique).

Résultat de mesure

En faisant varier la distance de la source au détecteur, on modifiait le taux de comptage qui pouvait atteindre 40 000 coups/s. L'impulsion test issue d'un générateur type IEV 3 était enregistrée pendant le même temps. Le déplacement du pic correspondant sur le sélecteur n'a pas atteint 1 %.

Le théorème de Campbell montre que, dans les conditions de l'expérience, la valeur efficace de la fluctuation de la tension de la ligne de base était voisine de 3 V. Quant à l'amplitude du signal d'entrée, elle était voisine de 0,25 V (sensibilité du préamplificateur 50 mV/MeV).

Dix exemplaires de cet appareil (fig. 4) ont été construits au CEN de Saclay et confiés à différents laboratoires de physique. Les expériences effectuées ont montré que ce préamplificateur répond aux besoins d'un assez grand nombre de physiciens : son industrialisation est en cours sous le sigle PS C 20.

Remerciements

L'auteur tient à remercier Monsieur J.P. Legrand (DEG-LMR) et Monsieur R. Chaminade (SPNME) pour les précieux conseils qu'ils lui ont donnés, et pour les facilités matérielles qu'ils lui ont apportées au cours des expériences.

ANNEXE

Amélioration de la résolution

Les dispositions suivantes permettent d'améliorer la résolution :

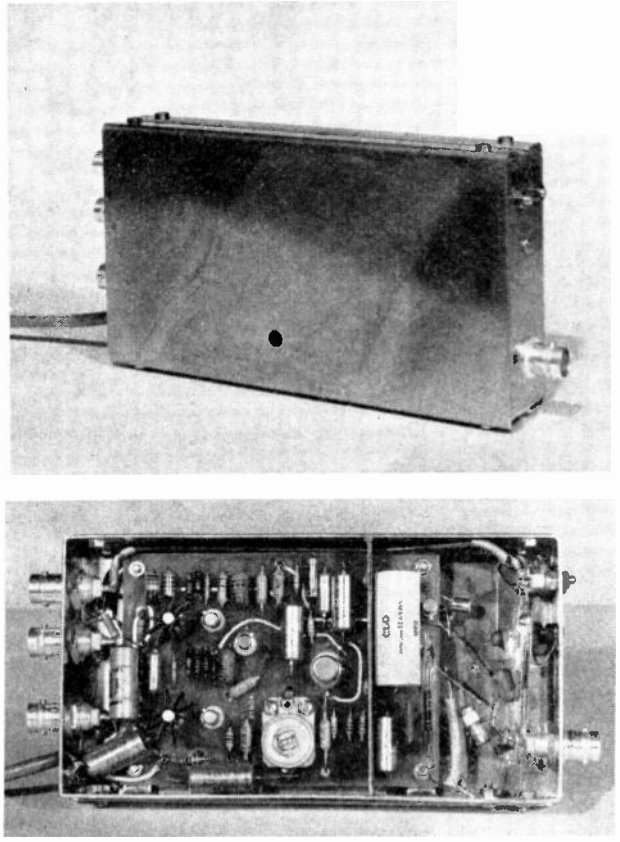


Fig. 4.

● Placer l'étage d'entrée dans le cryostat utilisé pour refroidir le détecteur. Les conditions de bruit minimal sont réalisées en portant les transistors d'entrée à la température qui donne à leur pente sa valeur maximale. Cette température dépend en général du type de transistor utilisé, elle est comprise entre −80 °C et −180 °C.

● Supprimer la résistance de polarisation du détecteur et la capacité de liaison entre le détecteur et les grilles des transistors (fig. 5). Dans ce cas, la tension grille-source des transistors est (voir figure) :

$$Vgs = Rg\,(Ig - Id).$$

Cette tension est, en général, négative et tributaire de Id. La tension d'alimentation de la source doit être réglable pour pouvoir ajuster Vgs en fonction de la tension du détecteur, afin d'obtenir le bruit minimal.

Au cours du réglage, il faut veiller à ne pas dépasser les limites de fonctionnement des transistors.

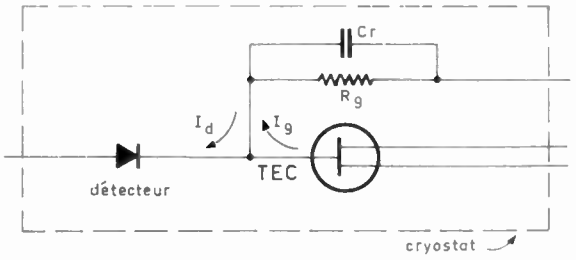


Fig. 5. — $Vgs = Rg(Ig - Id)$.

Cette disposition permet d'utiliser des détecteurs de type *P* ou *N*.

● Supprimer la résistance R_g. Cela n'est possible que pour des détecteurs ayant un très faible courant de fuite et une faible capacité. Cette disposition ne convient qu'aux basses énergies et à des taux de comptage faibles car la constante de temps θ est très élevée.

Un tel montage (en supprimant R_g) a pu être utilisé avec le détecteur au germanium précédent (fig. 6). L'impulsion de test peut être injectée sans perturber la résolution.

Pour rendre plus homogène la densité de charges et pour diminuer la capacité du détecteur, celui-ci a subi un traitement approprié. On estime que sa capacité est inférieure à 5 pF. La figure 7 montre le montage mécanique du détecteur et du transistor à effet de champ à l'intérieur du cryostat.

Mesure de résolution sur un spectre obtenu avec une source de $_{57}$ Co.

— Température de la jonction : -180 °C.
— Température du TEC : voisine de -130 °C.
— Tension de polarisation du détecteur : -450 V.
— Taux de comptage : 1 000 coups par seconde.
— Constante de temps de mise en forme : 1,6 μs.

Le spectre enregistré est représenté sur la figure 8. Le pic P_3 est engendré par un générateur d'impulsions branché en « Test » pendant la mesure.

L'amélioration de la résolution sur le pic P_1 du $_{57}$ Co est due principalement au refroidissement du transistor d'entrée et à la diminution des capacités parasites dues au câblage.

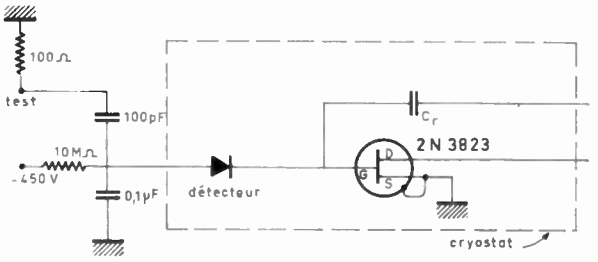


FIG. 6.

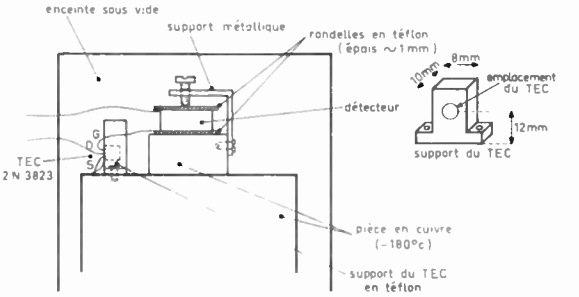


FIG. 7. — Montage du détecteur et du TEC.

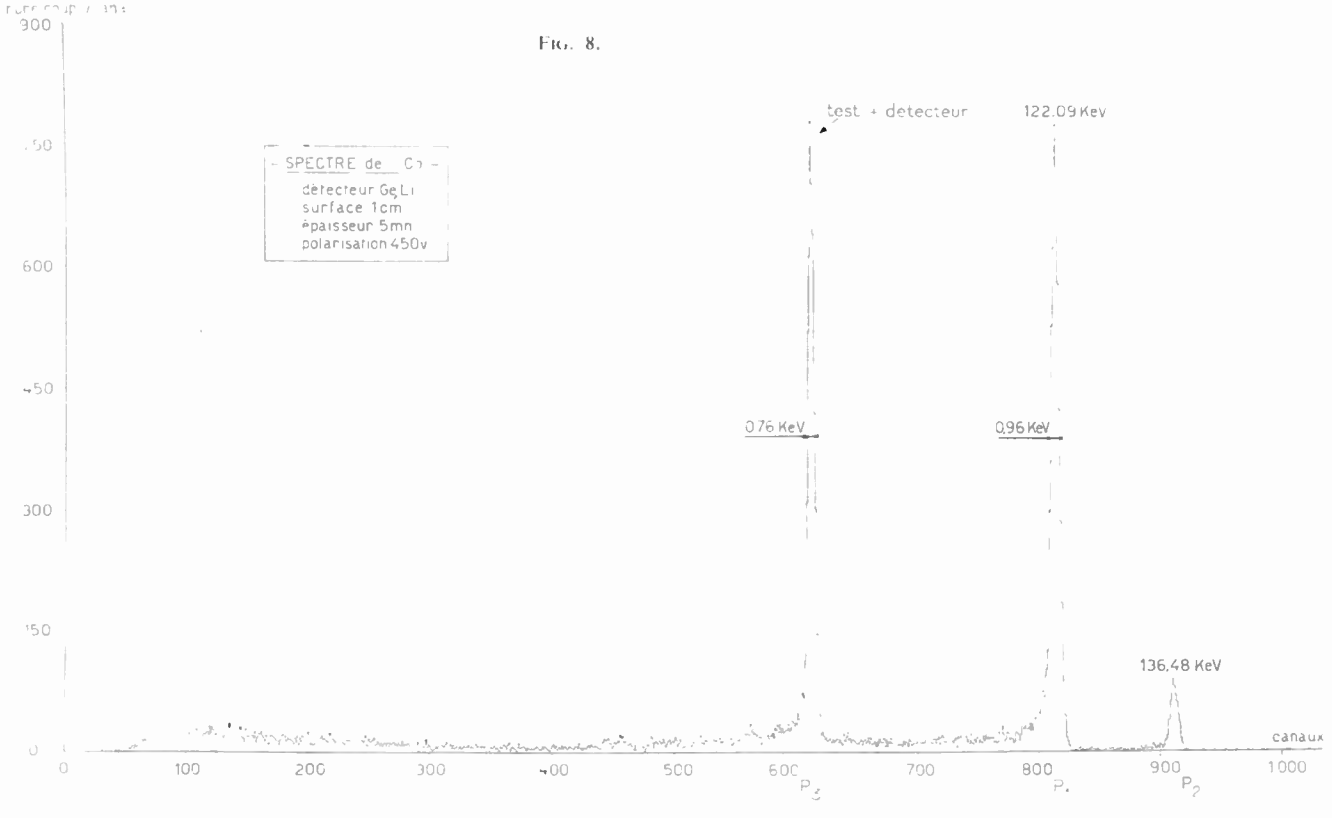
La résolution électronique du préamplificateur sans le détecteur est inférieure à 0,6 keV.

BIBLIOGRAPHIE

[1] SMITH K.F., CLINE J.E. — A low-noise charge sensitive preamplifier for semiconductor detectors using paralleled FET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1966, NS 13.3.

[2] ELAD E., NAKAMURA M. — Low-energy spectra mesured with 0,7 keV resolution. (Nuclear Instruments and methods), 1966, 42, 315.

FIG. 8.



LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE

PAR

G. ANDRÉ*, L. BLOQUET, J.C. BRUN et A. HRISOHO

Institut de Physique Nucléaire
Orsay

1. Introduction

Nous avons étudié depuis 1962, et développé depuis 1964, un certain nombre de convertisseurs analogiques à composition de poids, souvent appelés convertisseurs à approximations successives.

Avant d'étudier les qualités et les défauts de ce type d'appareil, il faut expliquer pourquoi nous avons engagé ce travail alors que nous disposions et que nous disposons toujours au Laboratoire de Physique Nucléaire, de nombreux convertisseurs à rampe (Type Wilkinson).

Nous avons ressenti vers 1961-1962, le besoin d'un puissant système d'analyse multiparamétrique et nous nous sommes orientés vers une solution à calculateur en ligne et en temps réel [1].

Cet analyseur, prévu au départ pour plus d'un million de canaux, nécessitait un grand nombre de convertisseurs. Le mot à l'entrée était de 26 bits et il fallait pouvoir répartir les bits selon les besoins entre les convertisseurs. Du fait de sa logique, le convertisseur à poids est plus économique pour arriver à ce résultat [2]. Ensuite, l'analyse multiparamétrique, du fait même de la corrélation entre les paramètres mesurés dans les applications que nous envisagions, ne conduit pas à des histogrammes avec beaucoup d'événements à chaque adresse, bien que le travail auprès d'accélérateurs pulsés nécessite un temps de conversion bref. Pour une analyse biparamétrique de $1\,000 \times 1\,000$ canaux, nous n'arrivons que très rarement à 10^3 coups dans les pics les plus élevés. L'erreur statistique reste donc grande. Dès le départ, de telles considérations nous ont conduits à choisir des appareils à pesées successives dont la supériorité manifeste est la rapidité, passant outre leur réputation de linéarité différentielle médiocre. En effet, à technologie semblable, ils sont plus rapides et coûtent moins cher que les Wilkinson. On peut dire en gros que si un Wilkinson a « n » canaux, son temps mort maximal est de « $n\Delta t$ » Δt étant l'unité de temps). Le système à poids équivalent a un temps mort de $\mathrm{Log}_2\, n \cdot \Delta t$.

Avant de poursuivre l'étude, il nous faut définir la linéarité différentielle et la linéarité intégrale (fig. 1). Quand une échelle est quantifiée, on s'attend à ce qu'elle soit formée de « n » unités égales ; en pratique l'échelle vraie de l'appareil est formée de segments inégaux U_0, U_1... U_n.

On définit U moyen $= \dfrac{I}{n}\sum_0^n U_n = U_m$.

L'écart entre U_n et U moyen est : $\Delta U_n = U_n - U_m$.

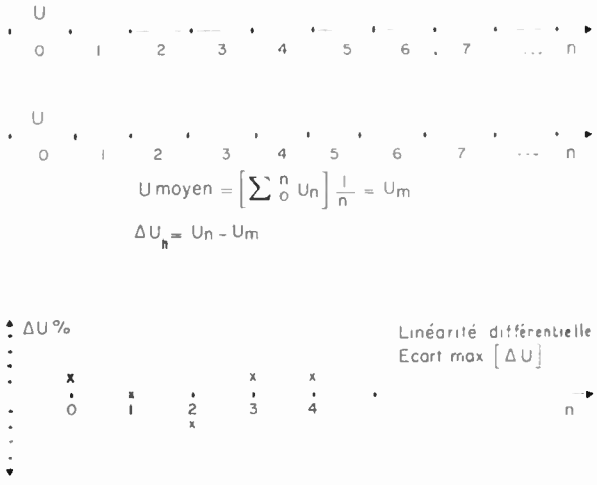


FIG. 1.

* Ingénieur à la Société d'Application Industrielle de la Physique.

La distribution « ΔU » de « n » définit complètement la linéarité différentielle. S'il n'y avait que du bruit statistique comme perturbation des « U_n », on pourrait prendre le σ de la distribution, mais il y a des erreurs systèmatiques et nous prenons donc l'écart maximal de la distribution, soit $\pm$ Δu(max) comme mesure de linéarité différentielle.

La linéarité intégrale peut se définir de la même façon. Un nombre U_n de l'échelle vraie n'est pas à sa place.

L'erreur relative sur la place s'écrit :

$$\lambda_n = \frac{\sum_0^n U_n - nU_m}{nU_m} = \frac{\sum_0^n \Delta U_n}{nU_m}$$

« λ_n » est aussi une distribution de n.

2. Etude générale du convertisseur à poids

Le diagramme bien connu de cet appareil est représenté à la figure 2, joint à une représentation d'amplificateur opérationnel, cela afin de marquer clairement l'analogie entre les deux systèmes.

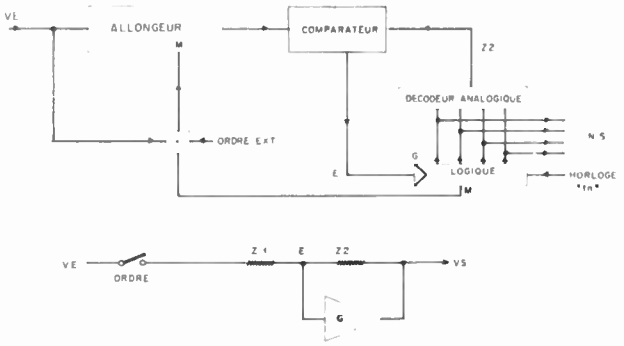


FIG. 2.

Remarquons la présence de l'allongeur qui doit garder la mémoire de l'information analogique (ici l'amplitude d'impulsion). Le comparateur doit délivrer des signaux « plus grands » ou « plus petits » à la logique, elle-même pilotée par une horloge (dans les systèmes synchrones, les seuls dont nous parlerons ici). Le convertisseur numérique-analogique dont la tension de sortie doit être proportionnelle au nombre affiché est l'organe de pesée ; c'est la « boîte de poids ».

Reprenant l'analogie avec l'amplificateur opérationnel, nous voyons que le système « comparateur → logique » est équivalent à un amplificateur à très grand gain (la plus petite décision doit donner une information logique standard).

Les impédances Z_1 et Z_2 sont analogues aux impédances de l'allongeur et du codeur numérique-analogique à impédance constante. Tout se passe comme si nous avions un amplificateur opérationnel fonctionnant avec un temps quantifié, avec une *distribution de transfert* et non une *fonction de transfert* Cette question, très intéressante du point de vue théorique, sort du cadre de cet article. L'essentiel est que l'on voie bien qu'il y a identité entre la tension de l'allongeur et le nombre. Le système n'est pas libre, il est bouclé. C'est à cause de cette structure que la linéarité intégrale est excellente. Autrement dit, les non-linéarités différentielles consécutives se compensent.

La notion de réponse transitoire dans un temps quantifié introduit aussitôt l'idée qu'un nombre calculé par l'appareil a une histoire et que le nombre, résultant du calcul, dépend sans doute de cette histoire qui est en quelque sorte le patrimoine de chaque canal du convertisseur.

Voici un diagramme de cette histoire dans un cas simple de 4 bits (fig. 3).

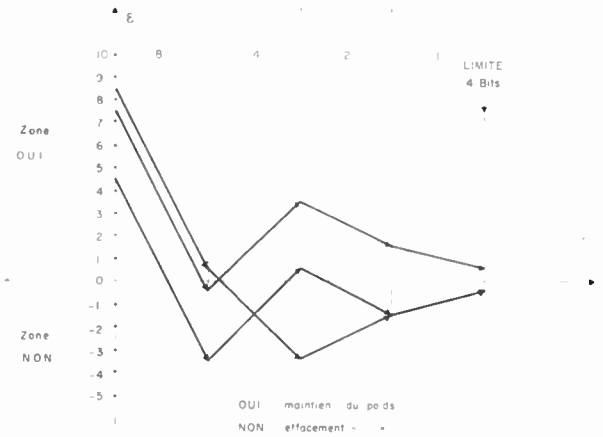


FIG. 3

— L'axe des abscisses que nous n'avons pas voulu appeler ici l'axe des temps car c'est un diagramme et non une représentation réelle des tensions) est traversé par les zones « poids 8 » - « poids 4 » - « poids 2 » - « poids 1 ».

— L'ordonnée représente la tension d'erreur ε délivrée par le comparateur.

L'axe des abscisses divise l'espace du diagramme en deux zones (décision « oui », c'est-à-dire laisser le poids ; décision « non », c'est-à-dire retirer le poids). Les vecteurs représentent l'histoire de la mesure. On voit la convergence de la série.

En résumé, à la vue du diagramme général, on comprend pourquoi la linéarité intégrale est assurée par l'asservissement et on se rend compte de l'importance de l'histoire du calcul du nombre, ce qui va permettre de trouver les causes de non-linéarité différentielle.

1.2. CODEUR NUMÉRIQUE ANALOGIQUE

Les poids sont des tensions obtenues en faisant circuler du courant dans des résistances ; il faut déterminer le rôle des erreurs sur les tensions du générateur et des erreurs sur les résistances. Deux dispositifs de codeurs existent et sont en compétition (fig. 4).

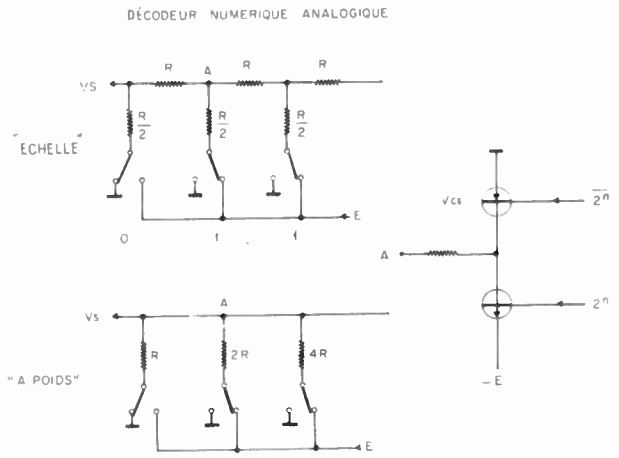


FIG. 4.

Tous deux sont évidemment des réseaux à impédance apparente constante [3]. Le circuit en échelle utilise les mêmes résistances tout au long de la chaîne, alors que le circuit dit « à poids » exige des résistances de valeur croissante.

Le calcul complet des deux réseaux en tenant compte des capacités parasites est fastidieux et ne donne pas de résultats exploitables ; en effet, les capacités qui jouent le rôle prépondérant sont inaccessibles à une modification favorable. Néanmoins, on peut mettre en évidence que le circuit à poids est favorable pour peu de bits (le rapport entre les poids extrêmes ne doit pas dépasser 32) ; d'autre part, le réseau en échelle est très intéressant si son impédance caractéristique est basse.

Cette étude nous a conduits à utiliser un circuit alliant les avantages des deux types de réseaux (fig. 5). L'existence de l'élément « 8-4-2-1 » et sa répétition est un avantage très grand pour la réalisation pratique. Les valeurs de Z, R, z du schéma permettent de faire soit un appareil binaire, soit un appareil décimal, ou duodécimal, etc...

Z, R, z répondent aux conditions suivantes :

$$Z = R + \frac{1}{\alpha + \frac{1}{Z}}$$

$$z = \frac{1}{\alpha \frac{1}{R + z}}$$

$$R = (K-1)\frac{1}{\alpha + \frac{1}{Z}}$$

$1/\alpha$ résistance équivalente au groupe de pondération

$$\alpha = \frac{1}{r}\,\frac{2n-1}{2(n-1)}$$

r résistance du poids le plus élevé

K base de numérotation choisie [$K \geqslant 2^n$, n bits par groupe].

A titre d'exemple, pour un circuit décimal codé binaire (1-2-4-8) :

$$Z = \frac{24}{5}\,r\,, \qquad z = \frac{24}{50}\,r\,, \qquad R = \frac{108}{25}\,r\,.$$

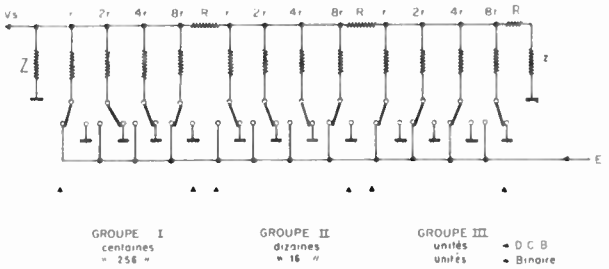


FIG. 5.

Nous utilisons des résistances « Vishay-Sfernice » dont la variation de résistance est inférieure à 10^{-5} entre 20 °C et 30 °C.

Une dernière question se pose : peut-on régler les poids ? Le tableau suivant montre quelques propriétés très intéressantes.

Canal	Composition	Largeur
50	(50 + 1) − 50	1
51	(50 + 2) − (50 + 1)	2-1
52	(50 + 2 + 1) − (50 + 2)	1
53	(50 + 4) − (50 + 2 + 1)	4-2-1
54	(50 + 4 + 1) − (50 + 4)	1
55	(50 + 4 + 2) − (50 + 4 + 1)	2-1
56	(50 + 4 + 2 + 1) − (50+4+2)	1
57	(50 + 8) − (50 + 4 + 2 + 1)	8-4-2-1

On voit que les canaux pairs dépendent uniquement de la valeur du poids 1, que les canaux 1 et 5 sont égaux, etc.

Cette remarque permet d'effectuer très simplement un réglage de linéarité différentielle. La figure 6 donne, par exemple, des résultats obtenus dans cette voie en ne faisant varier que le plus petit poids (0,98 ; 1 ; 1,01) : la valeur 1,01 donnant dans ce cas, la meilleure linéarité différentielle.

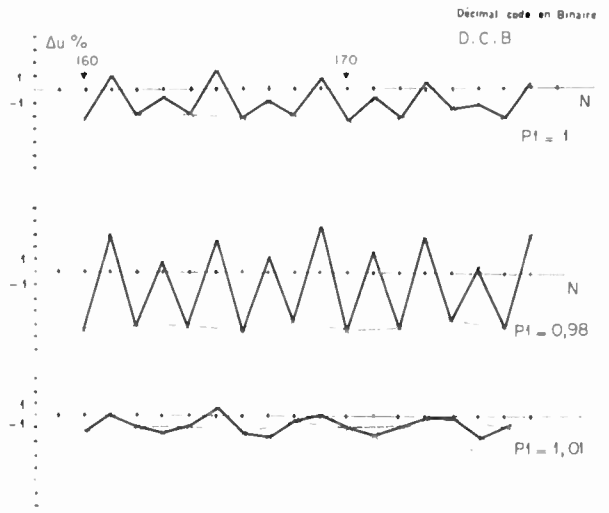


FIG. 6.

2.2. Interrupteur de commutation du circuit

Il ne s'agit pas de relais mais de transistors. Le principe en est représenté à côté des réseaux, en figure 4. La résistance est connectée soit à E, soit à la masse. Dans les deux cas apparaît un V_{CE} résiduel lorsque l'on sature l'un ou l'autre des transistors. Ce V_{CE} résiduel semble être une cause d'erreur car il dépend du courant.

Si on calcule un réseau du type à poids, on voit que l'erreur apportée par cette tension de déchet pour le poids « n » est de la forme :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta E} = \frac{K}{Rn}$$

V_s = tension de sortie

$\Delta E = V_{CE}$ résiduel

K = impédance apparente du réseau

R_n = poids d'ordre n.

Or, V_{CE} résiduel est une fonction de I_c donc de R_n et I_b. Selon le poids R_n, en ajustant les courants de saturation de base, on arrive à réduire cette cause d'erreur.

Nous avons donc étudié les réseaux de courbes de V_{CE} résiduel en fonction de I_b pour diverses charges apparentes et pour de nombreux transistors. Malheureusement, après avoir effectué ces corrections, la linéarité différentielle ne s'est pas sensiblement améliorée : les erreurs principales ont donc une autre origine.

2.3. Comparateur

Le comparateur est l'organe de mesure ; il doit être sensible (200 μV environ), rapide (une décision par unité de temps), enfin, il doit être stable et fidèle. Son hystérésis doit être réduite au minimum car il travaille souvent et selon des cycles variables.

Nous ne nous étendrons pas sur les difficultés et les déboires que nous avons eus en reproduisant des comparateurs classiques. Nous avons, en fin de compte, réalisé un comparateur à hystérésis contrôlée, d'une sensibilité de 100 μV pouvant travailler à 50 MHz. Les idées de base qui ont présidé à sa réalisation sont les suivantes :

1° Séquence de travail bien définie
- *a*) Etablissement des niveaux,
- *b*) Lecture,
- *c*) Remise au repos (contrôle de l'hystérésis),
- *d*) Transmission du signal logique de décision.

On voit qu'il n'y a jamais de mesure pendant une transition : cela est extrêmement important pour la précision.

2° Il s'agit d'une mesure de courant et non de tension.

3° La stabilité en température est obtenue par une correction différentielle de température moyenne.

4° L'organe bistable de précision est une diode d'Esaki.

5° La comparaison se fait sur un circuit linéaire algébrique (réseau de résistances).

6° L'échauffement instantané de la base dans l'étage différentiel pendant une transition est très faible (le courant est limité : la puissance maximale dissipée dans la base est de $4 \cdot 10^{-4}$ W pendant 10^{-6} s).

2.4. Allongeur

C'est la cause principale des perturbations de la linéarité différentielle. Pour comprendre l'effet d'une variation, même très petite de la tension « allongée », il est nécessaire de représenter sur un diagramme, en ordonnée le nombre « N » de sortie et, en abscisse, la tension au niveau du comparateur et d'examiner sur ce diagramme l'évolution du calcul et des tensions de l'allongeur, en particulier lorsque l'on se trouve à la limite de deux canaux. C'est ce qui est représenté sur les figures 7 et 8.

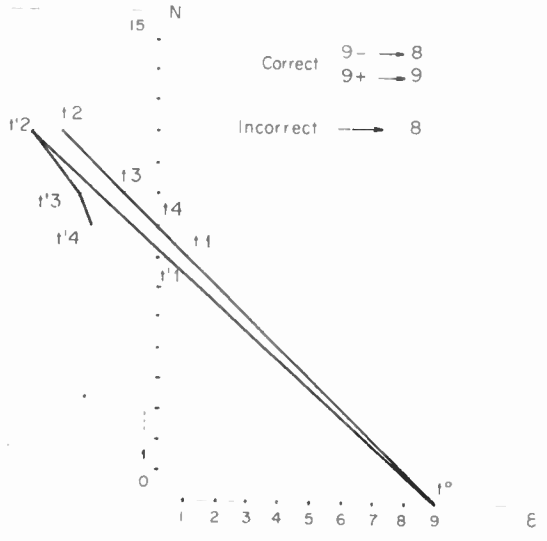


Fig. 7.

Sur la figure 7, on voit le diagramme d'analyse correcte à la limite (9−) (9+) et d'analyse incorrecte si la tension mesurée a baissé pendant la conversion ; ici on a supposé une grossière diminution de l'ordre de 0,5 V par unité de temps.

Sur la figure 8, on voit le diagramme d'analyse correcte pour la limite (8—) (8+) et le diagramme d'analyse incorrecte.

On trouve les résultats suivants :

Figure 7	Analyse correcte	9 + → canal 9 9 − → canal 8
	Analyse incorrecte	9 ± → canal 8
Figure 8	Analyse correcte	8 + → canal 8 8 − → canal 7
	Analyse incorrecte	8 ± → canal 6 (et non 7)

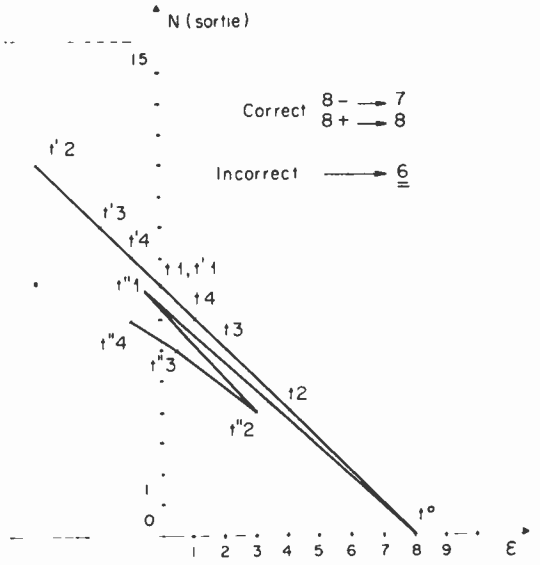


FIG. 8.

L'erreur est considérable et elle porte sur les canaux correspondant aux poids voisins d'une puissance de 2 d'exposant élevé (en binaire canaux 512 - 256 - 128 ; en décimal codé binaire canaux 800 - 400 - 200).

L'expérience confirme cette analyse : pour obtenir une linéarité différentielle de ± 3 % sur 1 000 canaux avec une vitesse de conversion de 1 μs par décision, il est absolument nécessaire que l'allongeur ne varie pas de ± 3 % de la largeur d'un canal pendant toute l'analyse (12 μs). Cela donne une valeur de constante de temps pour la fuite de l'allongeur qui est très réalisable.

Malheureusement, l'allongeur est affecté de quelques effets parasites considérables devant les spécifications précédentes. Citons par exemple le temps de restitution de la diode de charge de la capacité de mémorisation : si le condensateur a une valeur élevée : 1 000 pF par exemple, la diode de charge est parcourue par un courant intense pendant le temps de montée de l'impulsion analysée ; il s'ensuivra une légère variation de tension après la fermeture de la diode, variation qui est supérieure à 3 % du canal pendant les premières décisions du comparateur. De même une charge trop rapide de la capacité va exciter le circuit « capacité self de câblage » dans des proportions telles qu'une oscillation va apparaître dont l'amplitude dépasse les erreurs tolérées pendant les premières décisions. C'est pourquoi, l'effet observé pratiquement est surtout sensible sur les poids exacts les plus élevés, c'est-à-dire ceux qui sont mis en œuvre au début de l'allongement.

La figure 9 montre une portion de courbe de linéarité différentielle réalisée avec un appareil ayant un mauvais allongeur. On voit en particulier que les canaux 400 et 800 ne sont plus alignés avec les canaux pairs. Cet effet n'est pas modifiable en réglant des poids. Il disparaît si on améliore l'allongeur en limitant le courant de charge du condensateur par réduction de sa capacité à une valeur aussi faible que possible, compatible avec les fuites de courant pendant le temps d'allongement.

En développement, nous avons un circuit allongeur utilisant des diodes à faible courant inverse ($I < 5$ nA), et à faible temps de restitution, l'information étant prélevée sur la capacité par un transistor à effet de champ.

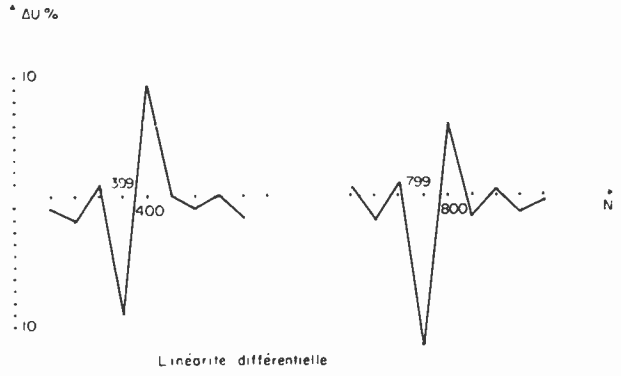


FIG. 9.

3. Résultats actuels

Actuellement, sans réglage autre que le poids 1 et les diviseurs par 10, nous réalisons des 1 000 canaux à 1 μs par bit, soit 12 μs pour 1 000 canaux et ± 3 % de linéarité différentielle.

Un autre modèle (binaire) en micromodules donne 1 024 canaux à 0,50 μs par bit, soit 5 μs avec ± 3 % de linéarité différentielle. Signalons au sujet de ce type de convertisseur une variante publiée récemment par M. GORBATENKO (IBM System Dev. Division) [4]. Il atteint une conversion à 15 bits sans recouvrement, ce qui équivaut sensiblement à une linéarité différentielle de 2 % pour 1 000 canaux.

Nous n'utilisons pas de dispositif à échelle glissante (principe proposé par le Professeur GATTI) [5], bien que cela soit peu onéreux pour nous, l'essentiel de ce travail pouvant être fait par le calculateur auquel sont reliés nos convertisseurs.

4. Perspectives

Poussant plus loin la comparaison des convertisseurs à pesées successives avec les amplificateurs opérationnels, nous allons mettre en service, dans les jours qui suivent, des circuits réalisant directement les additions et les soustractions d'impulsions. La rapidité de fonctionnement permet en outre de faire analyser plusieurs allongeurs par le même bloc de conversion. Cela représente une très sérieuse économie pour l'analyse multiparamétrique (fig. 10).

Enfin, nous allons utiliser, d'une façon plus puissante, l'organe logique en le pilotant par le calculateur. Ainsi nous pourrons analyser les impulsions répondant aux conditions fixées par le calculateur et les conditions elles-mêmes seront variables. Un système convergent peut ainsi être réalisé ce qui reporte la puissance du calculateur en ligne au niveau même du convertisseur. Ce dernier avantage montre pourquoi le convertisseur à poids doit être rapide car il

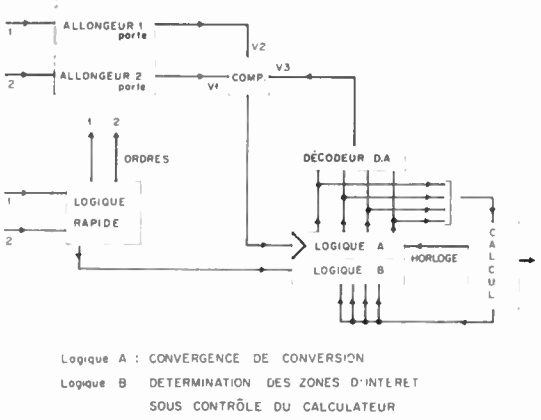


FIG. 10.

est nécessaire que l'horloge du calculateur (cycle de base) pilote le convertisseur. Un ensemble ayant des propriétés de choix d'impulsions par auto-apprentissage peut ainsi être programmé.

Ces deux derniers exemples montrent qu'il n'est pas inutile de travailler à l'amélioration des convertisseurs à poids ; des perspectives intéressantes sont ouvertes pour ce genre d'appareil dans un secteur que ne recouvre pas exactement celui des Wilkinson.

Nous attachons, pour notre part, beaucoup d'importance à l'organe d'acquisition numérique et nous orientons nos travaux actuels vers la création d'outils ayant des possibilités plus vastes que la seule conversion numérique de données.

Notre étude des convertisseurs à poids nous a fait déboucher ainsi sur des voies ouvrant quelques perspectives nouvelles en électronique nucléaire.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BRUN J.C., VERROUST G., VICTOR C. — *Journal de Physique et le Radium*. Tome 23, n° 6129A, juin 1962.
BRUN J.C., VICTOR C. — *Journal de Physique et le Radium*. Tome 24, n° 11954, novembre 1963.

[2] PEARMAN C.R., PAPADI A.E. — *Electronics*, vol. 37, 1964, n° 8, page 28.
STEPHENSON Barbara W. — Publication E5100 7/64. Digital Equipement Corporation, Maynard, Massachussett.

[3] PAUMARD A. — *Onde Electrique*, n° 450, page 906, septembre 1964.

[4] GORBATENKO G.G. — I.E.E.E. part 3 (Computers), mars 1966, page 39.

[5] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. — *Nuclear Instruments and Methods*, n° 24, 1963, page 241.

COMPARAISON DE QUELQUES PROCÉDÉS DE CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

PAR

P. F. GOULÉE

Société Intertechnique

1. Introduction

Les récents progrès effectués dans la détection des rayonnements γ grâce aux détecteurs à jonctions (germanium-lithium) ont permis de prétendre à des résolutions en énergie de l'ordre de 1 keV.

Pour obtenir une bonne précision d'une mesure d'énergie, la largeur totale occupée par le pic, mesurée à mi-hauteur, doit être de plusieurs « canaux » (ou divisions élémentaires de codage de la gamme d'énergie étudiée).

On en déduit aisément que plusieurs milliers de canaux sont nécessaires au convertisseur analogique - numérique pour couvrir une gamme d'énergie de l'ordre de 1 MeV.

Ce grand nombre de canaux est donc une nouvelle caractéristique des convertisseurs analogique-numérique modernes utilisés dans le domaine de la spectrométrie nucléaire.

Les caractéristiques d'un tel convertisseur, que l'on doit rendre optimales, sont :

— la linéarité intégrale,
— la linéarité différentielle,
— la stabilité vis-à-vis des variations de température,
— la stabilité vis-à-vis du taux de comptage,
— la vitesse de conversion.

Si les trois dernières ont une définition presque implicite, les deux premières méritent un peu plus d'attention.

1.1. Définition de la linéarité intégrale

On appelle erreur de linéarité intégrale l_i (ou plus simplement « linéarité intégrale ») l'écart relatif *maximal* entre la courbe de réponse entrée-sortie et une droite idéale ne passant généralement pas par l'origine.

Sur la figure 1, on a représenté la courbe de réponse réelle $e = f(c)$ où e représente l'énergie (entrée) ; et c

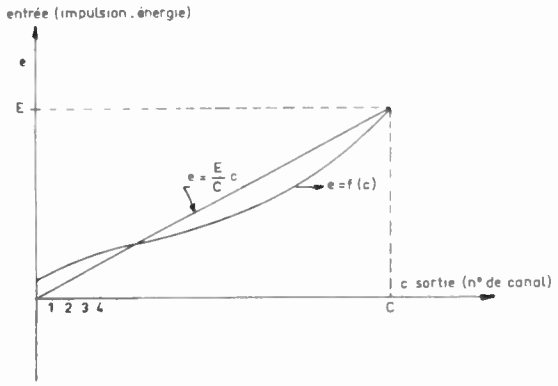


Fig. 1

le numéro de canal (sortie), et pour simplifier, la droite d'équation $e = \frac{E}{C} c$ joignant l'origine au point d'énergie maximale E (dernier canal C). Par simplification on a représenté des courbes continues au lieu de courbes en escalier, comme c'est le cas en réalité (à cause de la quantification).

On a ainsi pour définition de l'écart de linéarité intégrale :

$$l_i = \frac{f(c) - \frac{E}{C} c}{E} \times 100\ \% \qquad (1)$$

avec un écart nul pour le dernier canal.

Le maximum de la valeur absolue de l_i, $|l_i|_{max}$, est l'erreur de linéarité intégrale.

* Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études de la 12e Section de la SFER, le 11 mai 1966, sur l'Amplification proportionnelle et le Codage d'amplitude, en Instrumentation nucléaire.

1.2. Définition de la linéarité différentielle

L'erreur de linéarité différentielle (ou plus simplement linéarité différentielle) exprime le maximum de l'écart relatif de largeur d'un canal par rapport à la largeur moyenne des canaux. La largeur d'un canal est la différence entre les énergies (ou, pratiquement, les amplitudes des impulsions de tension qui les représentent) correspondant aux deux limites de ce canal.

L'écart de linéarité différentielle a pour définition :

$$l_d = \frac{\Delta e_c - \overline{\Delta e}}{\Delta e} \times 100 \text{ (en \%)} \qquad (2)$$

où Δe_c représente la largeur du canal de rang c ;

et $\overline{\Delta e}$ représente la largeur moyenne des canaux.

Le maximum de la valeur absolue de l_d soit $|l_d|_{max}$ est l'erreur de linéarité différentielle.

Pratiquement, la mesure de la linéarité différentielle s'effectue à l'aide d'une dent de scie lente et supposée parfaitement linéaire échantillonnée par des impulsions récurrentes, à une fréquence telle que le plus d'impulsions possible soient codées dans le même « canal » au cours d'un balayage de la dent de scie. Il est facile de démontrer et on devine que, au bout d'un certain nombre de balayages, le *nombre d'impulsions N_c dans le canal c est proportionnel à la largeur Δe_c de ce canal.*

On peut ainsi donner une définition de l'écart de linéarité différentielle correspondant à la façon de la mesurer :

$$l_d = \frac{N_c - \overline{N}}{\overline{N}} \times 100 \text{ (en \%)} \qquad (3)$$

N_c = nombre d'impulsions accumulées dans le canal de rang C

$\overline{N}$ = nombre moyen d'impulsions accumulées par canal.

La courbe obtenue par le procédé décrit ci-dessus affecte l'allure de celle de la figure 2.

Une droite horizontale correspondrait à une erreur nulle.

La définition que nous avons donnée comporte deux termes dont l'un représente la dérivée de la courbe de réponse moyenne et l'autre des accidents autour de cette dérivée, dus à des causes diverses dont nous parlerons plus loin. C'est uniquement ce deuxième terme qui est original dans la notion de linéarité différentielle car il exprime, en quelque sorte, la difficulté plus ou moins grande qu'aura le physicien à distinguer des pics physiques d'une certaine largeur, d'une certaine activité et séparés par une certaine « distance » en énergie.

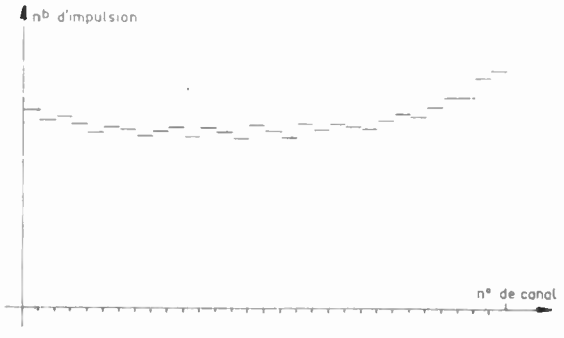


Fig. 2

C'est sur cette notion de linéarité différentielle, propre à la conversion analogique numérique appliquée à l'instrumentation nucléaire, que portera principalement, dans ce qui va suivre, la comparaison des différents procédés.

2. Comparaison de différents procédés de conversion analogique-numérique

Dans notre exposé, on supposera que la représentation électrique de l'énergie à coder est une tension.

2.1. Méthode d'approximations successives ou par poids

Cette méthode est la plus couramment utilisée en dehors de l'instrumentation nucléaire (voltmètres numériques). La figure 3 représente le diagramme fonctionnel général.

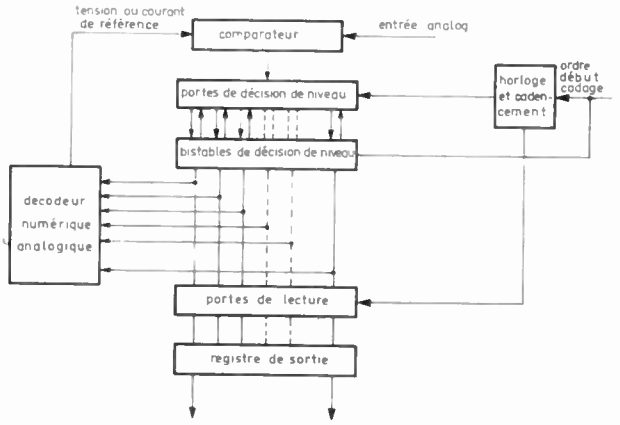


Fig. 3

Soit v la tension à coder et V la valeur maximale qui peut être codée dans la gamme de fonctionnement.

Dans le domaine qui nous intéresse, la tension v est celle correspondant au sommet d'une impulsion de courte durée. Un dispositif de mémoire doit donc maintenir l'entrée analogique du convertisseur au potentiel v pendant toute la durée du processus de « pesées » successives.

Première opération

On compare v à $V/2$ par positionnement à 1 du bistable libérant la tension de plus fort poids $V/2$ (les autres étant à 0).

Si $v > V/2$ le bistable est maintenu à 1 ;

si $v < V/2$ le bistable est mis à 0.

Deuxième opération

Le bistable de plus fort poids étant à la position choisie à la fin de la première opération, on met à 1 le bistable de poids immédiatement inférieur dont la

tension correspondante $V/4$ est additionnée à 0 ou $V/2$ (suivant le résultat de la précédente opération).

Le résultat de cette comparaison indique si le bistable sera mis à 1 ou à 0 pour la comparaison suivante ;

Troisième opération

On ajoute $V/8$ à la tension correspondant aux résultats précédents et on compare à v.

On comprend immédiatement qu'il y aura autant de comparaisons que le nombre binaire comporte de digits.

Si l'on veut coder en 1 024 points, il faut 10 opérations de comparaison puisque $1\,024 = 2^{10}$.

La vitesse de conversion est, en gros, proportionnelle à $\log_2 N = n$ où N représente le nombre de canaux ($N = 2^n$).

C'est le principal avantage du système ; cet avantage est payé par une linéarité différentielle intrinsèque généralement mauvaise. On peut s'en faire une idée en essayant d'imaginer à quoi correspond physiquement la largeur des différents canaux.

Donnons-nous un exemple concret : on se propose de coder en 1 024 canaux avec une linéarité différentielle de l'ordre de 1 %.

La tension de référence (schéma fig. 3) fournie par le décodeur analogique numérique après la comparaison du digit de plus petit poids est déterminée par une combinaison parmi 1 024 possibles de 10 résistances de précision dont chacune peut être ou non mise en service.

Les deux frontières qui déterminent la largeur d'un canal correspondent à la limite de changement d'une combinaison finale des résistances. La largeur du canal est déterminée par la différence de deux combinaisons successives. On se rend compte que l'égalité des largeurs de canaux à 1 % près nécessite que les résistances soient d'une précision telle que la différence entre deux combinaisons successives soit de 1 % de la largeur de canal. La précision nécessaire à chacune des 10 résistances est de plus en plus faible à mesure que le poids correspondant décroît. Pour le poids le plus élevé, la précision de la résistance sera de l'ordre de 10^{-5} pour tomber à 10^{-2} pour le poids le plus faible.

Bien entendu, par « précision » il faut entendre ici précision maintenue dans les conditions d'utilisation c'est-à-dire stabilité en fonction du temps, de la température, etc.

Nous nous sommes volontairement limités à cette cause de non-linéarité différentielle ; il en existe d'autres mais cet exemple permet de mettre en évidence la difficulté. Cette difficulté, naturellement, s'accroît avec le nombre de canaux et il paraît presque impensable d'atteindre 4 096 canaux pour ce type de codeur avec une linéarité différentielle acceptable.

La difficulté de réalisation d'un tel codeur n'est donc à affronter que si la vitesse de conversion est un élément fondamental et le nombre de canaux, raisonnable. Il est en effet relativement facile de convertir en 1 024 points en 5 à 10 μs (0,5 à 1 μs par bit) sans compter le temps fixe.

2.2. Convertisseur a poids avec correction de linéarité différentielle type « Telefunken »

Pour pallier les inconvénients du convertisseur décrit ci-dessus en ce qui concerne la linéarité différentielle, la firme Telefunken a eu l'idée suivante : soit un convertisseur à poids du type décrit ci-dessus et supposons que le résultat de conversion d'un échantillon analogique d'amplitude A soit le nombre N. On engendre une nouvelle conversion de l'échantillon A qu'on a gardé en mémoire (élargisseur) en lui ajoutant une grandeur *analogique* a légèrement inférieure à celle correspondant au plus petit canal du codeur.

Supposons que le résultat de la conversion de la grandeur analogique $A+a$ soit le nombre $N+1$.

Dans ce cas, le résultat de codage N de l'échantillon A sera conservé. Si, par contre, le résultat de la conversion de $(A+a)$ est toujours N, le résultat de la conversion de A sera rejeté.

On peut voir sur la figure 4 que tout se passe comme si les canaux comportaient une partie utile de largeur a et une partie inutile correspondant à des rejets de l'impulsion. La largeur des « trous » ainsi créés dans

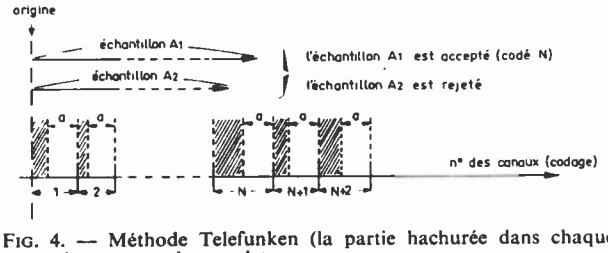


Fig. 4. — Méthode Telefunken (la partie hachurée dans chaque canal, correspond aux rejets.

la courbe de réponse, variable d'un canal à l'autre, peut être de quelques % de la largeur moyenne de canal et d'autant plus faible que la linéarité différentielle intrinsèque du codeur est bonne.

Ce processus permet théoriquement d'obtenir une linéarité différentielle parfaite.

La vitesse de conversion est réduite d'un facteur supérieur à 2 par rapport au codeur à poids normal puisque, outre les 2 conversions nécessaires par opération, il faut un temps supplémentaire pour les opérations logiques et de décision. Malgré celà, la vitesse est encore intéressante.

Cependant la mise en œuvre d'un tel procédé, comportant sans doute des difficultés (stabilité de l'échantillon a, conservation de la mémoire de l'échantillon à coder pendant le temps de deux conversions) et surtout la répulsion des physiciens à l'égard de la courbe de réponse comportant des trous systématiques mais mal connus font que ce système n'a pas, à notre connaissance, fait l'objet d'un développement industriel significatif.

2.3. Convertisseur a poids avec méthode de lissage du Pr. Gatti

Référons-nous à la figure 5 qui représente un bloc diagramme très simplifié du système.

Chaque impulsion à analyser fait avancer un compteur numérique de une unité. Le nombre auquel se

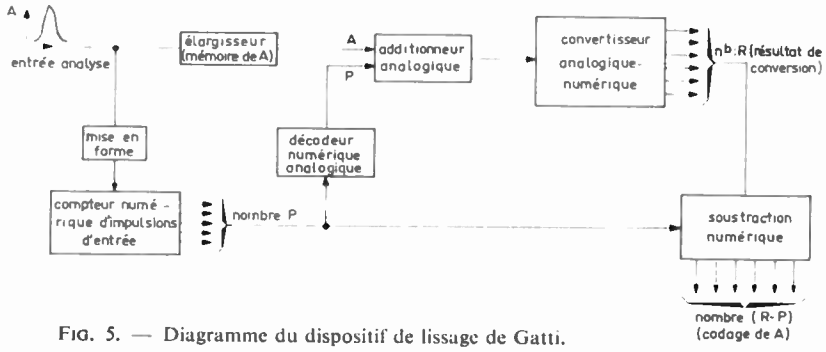


FIG. 5. — Diagramme du dispositif de lissage de Gatti.

trouve positionné le compteur est alors P. Par souci de simplification, nous négligerons les retards et les temps de positionnement des différents organes. Ainsi P est l'état nouveau du compteur provoqué par l'impulsion d'amplitude A que nous avons représentée sur le schéma.

Le résultat du décodage numérique analogique de P est une tension analogique p qui est ajoutée à la tension A représentant l'amplitude de l'impulsion après élargissement. La somme analogique $(A+p)$ est présentée à l'entrée d'un convertisseur analogique numérique à pesées successives conforme à celui décrit en 2.1. Soit R le nombre correspondant au résultat de la conversion. Un soustracteur numérique effectue la différence entre les nombres R et P pour donner le nombre N correspondant au codage numérique de l'amplitude A. En résumé, on a *ajouté analogiquement* une quantité à l'impulsion à coder et on a *soustrait numériquement* du résultat le nombre correspondant.

Jusqu'ici on ne voit pas quelle est la contre-partie de cette complexité. Un raisonnement simple permet de l'imaginer. Intéressons-nous à une famille d'impulsions, d'amplitudes comprises entre la limite inférieure et la limite supérieure du canal N, propre du convertisseur analogique numérique à poids, sans dispositif de correction. Supposons que la largeur ΔN de ce canal soit différente de la largeur moyenne des canaux ΔC : Si $\Delta N > \Delta C$, toutes les impulsions de cette famille seront classées dans le canal N (par hypothèse) en l'absence du dispositif étudié. Or toutes ces impulsions devraient se répartir entre les trois canaux $(N-1)$, N et $(N+1)$ dans le cas le plus général (si ce canal n'est pas anormalement large).

Si $\Delta N < \Delta C$, le canal N ne comptera que les impulsions de la famille alors que certaines impulsions classées dans les canaux voisins devraient lui appartenir.

Si maintenant on fait intervenir le processus du Professeur GATTI, on imagine que, compte tenu de l'absence de corrélation entre l'état du compteur (P) et le rang d'apparition des impulsions de la famille définie ci-dessus, celles-ci, au lieu de tomber dans le même canal N, intrinsèque du convertisseur proprement dit, seront traitées dans des canaux absolument différents bien que le résultat après soustraction soit constant à une unité près (en + ou en −). La largeur apparente de canal, pour les impulsions, tend à être la moyenne de la largeur réelle des différents canaux et celà d'autant mieux que le nombre d'impulsions par canal est élevé.

En principe, si l'on veut coder en C canaux, la capacité du convertisseur doit être 2 C. Mais pratiquement, compte tenu que les défauts de linéarité différentielle les plus importants se produisent avec une périodicité due à la commutation des poids les plus élevés, on se contente d'une capacité de $C+C/2$ ou $C+C/4$ ou $C+C/8$ suivant le cas, c'est-à-dire que la capacité du compteur numérique générateur de piédestal est respectivement de $C/2$, $C/4$ ou $C/8$.

Ce système, partant d'une idée très séduisante, ne présente a priori d'intérêt que lorsque le nombre de canaux est élevé, disons à partir de 1 000 car, nous le verrons dans le paragraphe suivant, le convertisseur de Wilkinson, beaucoup plus simple, peut être d'une vitesse moyenne comparable pour 512 canaux et plus rapide en dessous.

Or il se trouve, hélas ! que ce principe de lissage est d'autant moins efficace que le nombre de canaux est plus élevé, en effet :

a) Comme pour tout système compensé, la qualité atteinte est d'autant meilleure que les défauts intrinsèques que l'on se propose de corriger sont faibles. Or la linéarité différentielle d'un codeur à poids est d'autant plus mauvaise que le nombre de canaux est grand, toutes choses égales par ailleurs.

b) L'efficacité du « lissage » est d'autant meilleure que le nombre d'échantillons par canal est grand. Or ce nombre décroît lorsqu'on augmente le nombre de canaux pour une durée d'expérience donnée et pour un taux de comptage donné.

On tend à retrouver une linéarité différentielle voisine de celle du codeur à poids non corrigé. Ceci peut être une difficulté supplémentaire pour la détection d'un pic de faible activité. On peut remarquer à ce sujet que lorsqu'un tel pic est superposé à un fond continu intense, la situation n'est pas améliorée comme on pourrait le penser en considérant simplement le nombre de coups par canal ; en effet, dans ce cas, le lissage ne s'applique qu'aux seuls événements ayant contribué à la formation du pic.

2.4. CONVERTISSEUR DE WILKINSON

Rappelons brièvement le principe de ce convertisseur, le plus usité en spectrométrie nucléaire. Ce principe est le plus simple qui soit : l'impulsion à analyser charge une capacité à une valeur proportionnelle à sa crête, à travers un circuit à faible impédance interne. Soit V_c cette tension. Dès que le maximum de charge est atteint (ou à un instant ultérieur), on force la capacité à se décharger linéairement en même temps qu'on ouvre une porte, à travers laquelle un compteur numérique reçoît des impulsions récurrentes d'un oscillateur auxiliaire. Dès que la charge de la capacité devient nulle (ou atteint un potentiel de référence), on ferme la porte de comptage. L'état du registre-compteur représente alors le codage de l'amplitude de l'impulsion.

Si l'on suppose que la linéarité intégrale est bonne, il n'y a pas a priori dans ce système, de raisons fondamentales pour que la linéarité différentielle soit mauvaise (comme c'est le cas pour un codeur par poids).

En fait, une analyse expérimentale plus précise montre qu'il existe une cause de non-linéarité différentielle systématique : celle due au changement d'état du registre (compteur d'impulsions d'horloge) pour certaines configurations des bistables de ce registre. Ces changements d'état particuliers, lorsqu'ils surviennent au voisinage de l'instant où la décision de fin de décharge doit être prise, produisent un parasite électrique qui a pour effet d'avancer ou de retarder cet instant.

Ces effets parasites, qui rendent certains canaux systématiquement plus larges ou plus étroits que la moyenne, sont beaucoup plus faibles que ceux dus à des commutations de poids (§ 2.1).

On peut les minimaliser par des précautions prises dans l'implantation et la conception des circuits.

2.5. Convertisseur a marche d'escalier

Nous ne citerons ce type de convertisseur que pour mémoire, car son principe, assez voisin globalement du précédent, ne comporte, du point de vue qui nous intéresse, que des inconvénients supplémentaires dus aux commutations trop nombreuses dans le processus de comparaison.

2.6. Méthode de mesure de la linéarité intégrale

Pour tous les types de convertisseurs décrits ci-dessus, il est possible, sans difficultés particulières, d'obtenir une bonne linéarité intégrale. Les points qui concourent à un défaut de la linéarité intégrale sont les non-linéarités des circuits de charge, celles du circuit de décharge (Wilkinson), les fuites des dispositifs de mémoire analogique, etc. La qualité que l'on peut atteindre en ce qui concerne cette caractéristique est telle que l'on a beaucoup de mal à la mesurer dans toute l'étendue de la gamme. En particulier, la méthode qui consiste à utiliser des impulsions délivrées par un générateur à relais à mercure dont on fait varier l'amplitude à l'aide d'un vernier mécanique manque totalement de précision surtout dans le bas de la gamme.

Le problème de la mesure de la linéarité différentielle ayant été résolu, comme le mentionne par ailleurs M. Guillon, à l'aide d'une dent de scie échantillonnée, une méthode pratique permet d'utiliser ces résultats pour le calcul de la linéarité intégrale.

En effet admettons, comme on l'a dit en 1.2 que le contenu de chaque canal de rang i, après un nombre convenable de balayages, soit un nombre n_i proportionnel à la largeur Δv_i de ce canal :

$$n_i = K\,\Delta v_i \qquad (4)$$

Considérons, d'autre part, (fig. 6) une impulsion d'amplitude A_i correspondant à la limite du canal

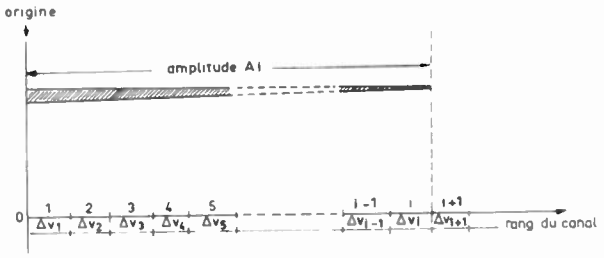


Fig. 6

de rang i et du canal de rang $(i+1)$, il est évident que:

$$A_i = \Delta v_1 + \Delta v_2 + \Delta v_3 + \ldots + \Delta v_i = \sum_{j=1}^{j=i} \Delta v_j \qquad (5)$$

qui, d'après la relation (4), peut s'écrire :

$$A_i = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{j=i} n_j \ . \qquad (6)$$

Le terme $\sum_{j=1}^{j=i} n_j$ n'est autre chose que le « sous-total » ST_i (ou l'intégrale) des contenus des canaux 1 à i. Les dispositifs classiques de sortie des résultats de la mémoire à tores (dans laquelle ont été stockées les impulsions de test) permettent d'obtenir facilement ST_i.

Le tracé de la courbe d'écart de linéarité intégrale ne nécessite pas plus d'une vingtaine ou même d'une dizaine de points par spectre ; il suffira donc d'avoir autant de fois le sous-total.

On a ainsi remplacé la mesure de l'amplitude A_i d'une impulsion par le nombre ST_i qui lui est proportionnel.

Si ST_N est le sous-total au dernier canal N, la droite de réponse idéale qui joint l'origine au dernier point de la courbe de réponse réelle a pour équation

$$A = \frac{i}{K}\,\frac{ST_N}{N} \ .$$

D'après la définition donnée plus haut l'écart de linéarité intégrale peut s'exprimer en % par :

$$l_i = \frac{ST_i - i\,\dfrac{ST_N}{N}}{ST_N} \times 100 \qquad . \qquad (7)$$

3. Résultats expérimentaux obtenus sur un convertisseur analogique-numérique du type Wilkinson

3.1. Introduction

La Société Intertechnique a réalisé industriellement un convertisseur de Wilkinson de caractéristiques particulièrement soignées et en a poursuivi l'étude de base entreprise au Service d'Instrumentation Nucléaire

du C.E.N. de Saclay. La fréquence d'horloge relativement élevée (20 MHz) diminue le handicap de ce type de codeur par rapport aux codeurs à poids. En effet, si l'on admet que le « centre de gravité » du spectre d'amplitude est grossièrement situé au milieu de la gamme analysée, le temps mort moyen de conversion est de 25 μs pour 1 024 canaux.

Remarquons à ce propos que, dans ce type de codeur, le temps mort augmente avec l'amplitude analysée, d'une part, et avec la précision d'analyse (nombre de canaux), d'autre part ; cela constitue, en quelque sorte, une auto-protection (partielle) contre une analyse prématurée avant le retour à la ligne de base de la dernière impulsion analysée.

Sans aller trop loin dans ce sens, disons simplement, pour mémoire, que le principe du convertisseur de Wilkinson se rapproche des systèmes de protection d'amplificateurs à temps mort proportionnel.

Les premiers modèles industriels de ce type de convertisseur, comportent 2 048 canaux. Deux prototypes à 4 096 canaux ont été réalisés, permettant de penser que, sous peu, seul ce modèle industriel subsisterait. D'autre part, le SIN a effectué des essais démontrant la possibilité de porter la fréquence d'horloge à 100 MHz, sans porter préjudice aux autres performances de l'appareil.

3.2. Examen de quelques particularités du schéma

On se référera au bloc-diagramme (fig. 7) et aux diagrammes de temps correspondants (fig. 8).

3.2.1. *Porte linéaire*

Cette porte linéaire, dont l'étude a été particulièrement soignée, a un gain de -1.

La commutation de cette porte est telle que, passante ou non, elle a les mêmes constantes de contre-réaction, minimalisant ainsi les effets parasites.

Elle est commandée par le signal d'un sélecteur à une bande incorporé à l'appareil. Ce sélecteur « une bande » permet de choisir analogiquement, mais avec précision, la zone d'énergie qui sera analysée par le convertisseur.

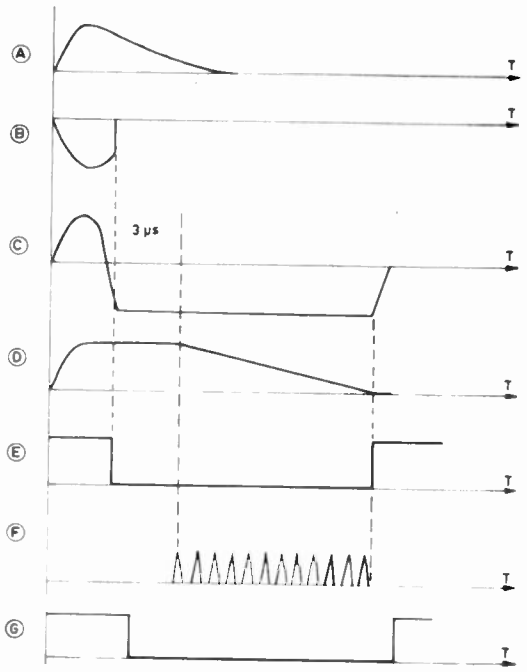


Fig. 8

Un accès « continu » à cette porte permet l'échantillonnage de tensions lentement variables par un signal appliqué à l'entrée « impulsion ».

3.2.2. *Circuit de charge-comparateur*

C'est encore une contre-réaction particulièrement efficace qui a permis de minimaliser les non-linéarités de cette partie qui constitue le « cœur » de l'appareil.

Tant que l'impulsion au point (*b*) devient de plus en plus négative, la tension au point (*c*) croît linéairement en fonction de la tension d'entrée, grâce à la boucle de contre-réaction fermée à travers la diode et le séparateur de gain 1 (impédance d'entrée très élevée), assurant ainsi la charge de la capacité C sous une très faible impédance.

Peu après que la tension en (*b*) ait atteint son minimum, la tension en (*c*) devient moins positive, et la capacité C s'étant chargée à la crête de l'impulsion, la diode se bloque et la boucle de contre-réaction du circuit de charge s'ouvre. A cet instant, le gain de l'amplificateur étant très grand, le processus s'accélère et la tension positive au point (*d*) conduit l'amplificateur à la saturation, le point (*c*) devenant brusquement négatif.

Pendant toute la durée de la décharge linéaire du condensateur qui commence un peu après la fin du processus ci-dessus (voir graphique de tension au point

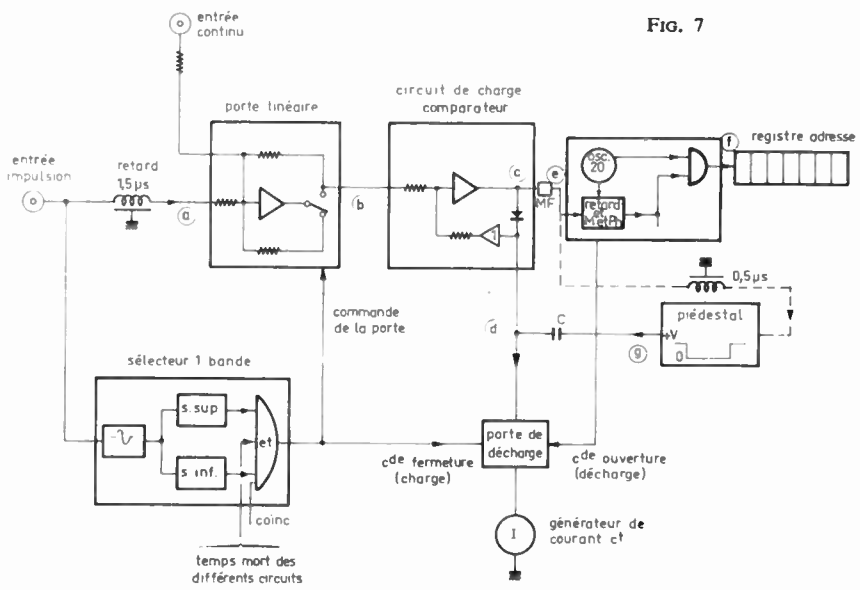


Fig. 7

(*d*), la tension en (*c*) garde la même valeur négative (saturation).

Dès que la tension de décharge au point (*d*) atteint son potentiel de référence, l'amplificateur sort rapidement de la saturation, la chaîne de contre-réaction se referme et, à cet instant (fin du signal (*e*), le comptage des impulsions de l'oscillateur s'arrête.

3.2.3. *Seuil initial*

Une tension de seuil très précise et très stable (piédestal, point (*g*)) peut être appliquée à la capacité (*c*) de façon à analyser seulement la partie de l'impulsion excédant ce seuil.

3.2.4. *Oscillateur-mise en phase*

Un dispositif de « mise en phase » permet de commencer la décharge en synchronisme avec une impulsion de l'oscillateur libre à 20 MHz. Cette opération permet de réduire le « jitter » à une faible fraction de canal, disons inférieure au dixième.

3.3. RÉSULTATS OBTENUS

Ces résultats ci-après ont été obtenus soit sur des appareils de série, soit sur les prototypes industriels pour ceux portant sur 4096 canaux.

3.3.1. *Linéarité différentielle*

On a porté (fig. 9) l'histogramme des écarts de linéarité différentielle, c'est-à-dire le graphique donnant le nombre de canaux écartés d'un pourcentage donné de la moyenne.

3.3.2. *Courbe de linéarité intégrale*

Cette courbe figure 10 a été tracée par la méthode indiquée au paragraphe 2.6. Comme on peut le voir, ces courbes ont des formes qui peuvent varier suivant la gamme, le courant constant de décharge diminuant lorsque le nombre de canaux analysés augmente. Ces formes peuvent également différer quelque peu d'un appareil à l'autre, toutes choses égales par ailleurs.

3.3.3. *Stabilité en fonction de la température*

3.3.3.1. *Stabilité de la pente de conversion*

Cette stabilité en fonction de la température est de l'ordre de 10^{-4}/°C.

3.3.3.2. *Stabilité du « seuil canal zéro »*

Une dérive du « seuil canal zéro » se manifeste par une translation de l'ensemble du spectre. On la sépare de l'effet précédent en la mesurant dans les premiers canaux, alors que les canaux de rang le plus élevé sont affectés à la fois par la dérive du gain et la dérive de ce seuil.

La stabilité de ce « zéro » est actuellement de 2,5 mV/°C mais les essais en cours permettent d'espérer un abaissement de ce terme à moins de 1 mV/°C.

4. Conclusion

Précurseur des analyseurs d'amplitude modernes,

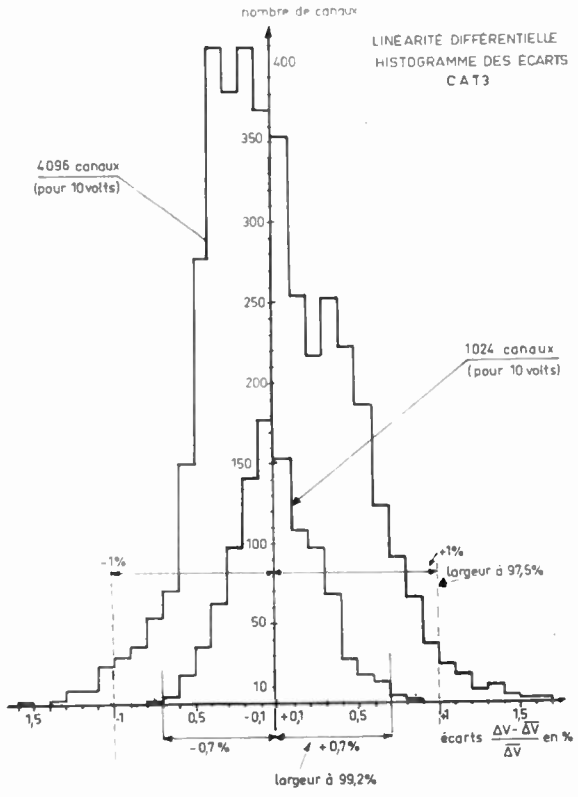


FIG. 9

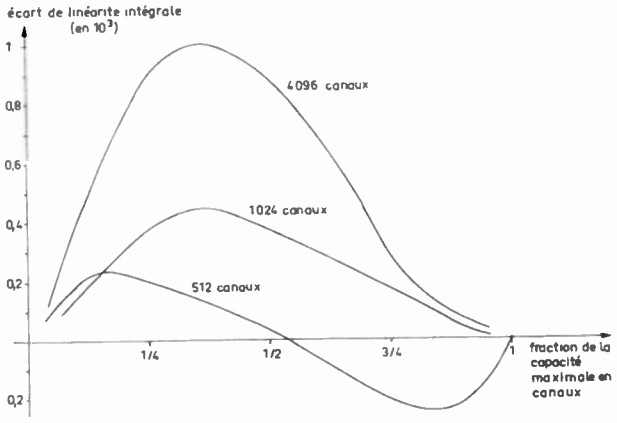


FIG. 10. — Ecarts de linéarité intégrale

l'appareil de Wilkinson utilisait le principe qui n'a jamais cessé d'être le plus largement appliqué depuis.

Les qualités fondamentales des codeurs basés sur ce principe n'ont pas été dépassées — du moins dans le domaine industriel — par les codeurs du type « parallèle » dont seule la rapidité a pu parfois constituer un pôle d'attraction.

Les progrès récents, concernant tout aussi bien la rapidité que les autres caractéristiques, consolident, dans la compétition technique et industrielle, la position des analyseurs du type Wilkinson dans un domaine qui couvre 1 000 ou 2 000 canaux. Au delà seulement, un choix est offert entre l'une ou l'autre de ces techniques, selon que l'on opte pour une rapidité relativement faible ou pour une linéarité différentielle médiocre.

MESURES DE LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE

PAR

V. GOURSKY et H. GUILLON

Département d'Electronique Générale
Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

La connaissance de la linéarité de réponse est primordiale lorsqu'il s'agit d'apprécier la qualité d'une chaîne de spectrométrie nucléaire. Celle-ci ayant pour rôle de déterminer la densité spectrale d'énergie du flux de particules étudié, toute non-linéarité introduit une distorsion sur l'échelle des énergies et, corrélativement, une altération de la densité mesurée.

L'intérêt qu'on attache à la mesure différentielle de la non-linéarité tient à deux causes principales :

— la description différentielle de la réponse est plus fine et plus précise que l'intégrale ; on remarquera en particulier que l'intégration d'une courbe empirique présente moins d'aléas que sa différentiation.

— la fonction *linéarité différentielle* s'introduit dans les résultats comme une « modulation » de la densité du spectre réel ; en conséquence, il est particulièrement aisé de déterminer cette fonction à l'aide d'une source de rayonnements à densité spectrale constante sur un certain intervalle (ou à l'aide d'un générateur d'impulsions à densité d'amplitude constante).

La non-linéarité différentielle est une mesure du manque d'uniformité des bandes d'énergies telles qu'elles sont déterminées par l'analyseur d'amplitude, compte tenu de tous les défauts de la chaîne. Pour une meilleure compréhension de ce qui suit il est nécessaire, dès maintenant, de faire la distinction entre deux types de non-linéarités présentant des caractéristiques différentes ; nous les caractériserons d'après leur origine : analogique ou numérique.

Les défauts de linéarité apportés par les éléments analogiques de la chaîne (tendance à la saturation d'un amplificateur, par exemple) affectent, d'une façon très graduelle, de larges proportions du spectre.

Les défauts numériques s'introduisent au niveau de l'analyseur d'amplitude et résultent d'imperfections dans les processus arithmétiques mis en jeu lors du codage d'amplitude ; ils se présentent sous forme de discontinuités à caractère périodique, dépendant essentiellement du numéro de canal (exemple : canaux pairs de largeur systématiquement inférieure, ou supérieure, à celle des canaux impairs). Quoique ces défauts aient peu d'incidence sur la précision des mesures, ils peuvent constituer une gêne lors du traitement mathématique des données expérimentales, si leur amplitude dépasse notablement les fluctuations aléatoires de comptage. Seule la présentation différentielle de la non-linéarité est naturellement capable de les mettre en évidence.

Remarquons pour finir que les considérations précédentes s'adaptent tout aussi bien aux mesures de temps (spectrométrie par temps de vol).

Après avoir rappelé quelques notions de base, nous nous proposons d'exposer le principe de la mesure de la linéarité différentielle pour un analyseur d'amplitude, de présenter les difficultés rencontrées dans son application et la façon dont ces dernières ont été surmontées pour parvenir à une précision satisfaisante.

2. Définition de la non-linéarité différentielle

Un appareil de mesure dont on désire une réponse m linéaire en fonction de la grandeur g à mesurer, présente, en général, dans la gamme utile, une réponse de la forme :

$$m = f(g) = ag + b + \varepsilon(g) \qquad (1)$$

où a et b sont des constantes et $\varepsilon(g)$ représente l'*erreur de linéarité intégrale*.

Il va de soi que la fonction $\varepsilon(g)$ dépend du choix des constantes a et b, dont la détermination reste quelque peu arbitraire. Même dans le cas fréquent où l'on s'impose $b = 0$, il subsiste plusieurs façons de choisir a. On détermine alors, en général, la valeur qui permet d'exprimer de la façon la plus avantageuse

l'erreur maximale de l'appareil, soit en valeur relative, soit en valeur absolue.

Par contre, l'*erreur de linéarité différentielle* se définit facilement et sans ambiguïté. En effet, son expression résultant de la différentiation de (1), s'écrit :

$$\varepsilon'(g) = f'(g) - a \qquad (2)$$

La constante b ayant disparu, il est indifférent que la courbe de réponse $f(g)$ passe ou non par l'origine (ce dernier cas est la règle générale pour les analyseurs d'amplitude).

La non-linéarité différentielle d'un appareil peut être caractérisée par l'erreur absolue maximale qu'elle est susceptible de provoquer, qui est la différence

$$\varepsilon'_M - \varepsilon'_m = f'_M(g) - f'_m(g)$$

entre les valeurs extrêmes de ε' ; cette erreur est indépendante du choix de la constante a. Il est cependant plus significatif de l'exprimer en valeur relative, donc sous la forme :

$$L_d = \frac{\varepsilon'_M - \varepsilon'_m}{a} = \frac{f'_M(g) - f'_m(g)}{a} \qquad (3)$$

avec $f'_m(g) < a < f'_M(g)$. Le choix arbitraire de a se retrouve ici, mais avec une incidence plus faible sur le résultat. Il semble correct d'adopter pour a la valeur moyenne de $f'(g)$ dans l'intervalle spécifié ; mais il est infiniment plus commode de prendre la moyenne arithmétique entre les valeurs extrêmes de $f'(g)$, d'où le critère de non-linéarité :

$$L_d = 2\,\frac{f'_M(g) - f'_m(g)}{f'_M(g) + f'_m(g)}. \qquad (4)$$

Dans la suite de cet exposé, nous exprimerons les résultats numériques d'après cette formule, et non pas sous la forme $\pm \frac{L_d}{2}$, qui est plutôt commerciale.

Dans le cas d'un analyseur d'amplitude, la grandeur à mesurer est l'amplitude A d'une impulsion et sa mesure s'exprime par un nombre entier qui est le numéro de la bande d'amplitude correspondante. La courbe de linéarité différentielle se réduit donc, dans ce cas, à une suite discrète de points représentant la largeur de bande ΔA en fonction de A. Mais comme ΔA s'écarte peu de sa valeur moyenne il n'y a pas d'inconvénient à porter ces points sur une échelle linéaire en fonction du numéro de canal (ou adresse de la mémoire de l'analyseur).

3. Méthode de mesure

3.1. Principe

Pendant longtemps, faute de mieux, on a déterminé les largeurs individuelles des bandes en mesurant les frontières de chacune d'elles. C'est un procédé extrêmement fastidieux, qui n'est pas totalement praticable pour un très grand nombre de canaux et qui exige beaucoup de soin si l'on veut obtenir des résultats significatifs. C'est ainsi qu'a été relevée jadis la courbe de linéarité différentielle sur 150 canaux d'un analyseur, avec des impulsions dont l'amplitude était réglée par bonds à partir d'un atténuateur de précision [1].

La méthode moderne consiste à appliquer à l'analyseur un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude est constante et à examiner le spectre résultant. Ce faisant, on élimine pratiquement l'effet des erreurs accidentelles qui survenaient lorsque chaque seuil était déterminé par une mesure unique et qui, même minimes, conduisaient à une précision médiocre sur la mesure de la linéarité différentielle ; on voit, en effet, que pour un nombre d'impulsions suffisamment grand, la détermination d'un seuil résulte maintenant de la moyenne d'un nombre de mesures élevé, chaque impulsion d'amplitude voisine du seuil y apportant sa contribution.

Cette méthode supprime également les erreurs qui autrement seraient dues aux dérives des appareils de mesures causées par des variations de température ou de tensions d'alimentation, par exemple. Ceci résulte du fait que la durée de la mesure est courte et également du fait que l'amplitude absolue de chacune des impulsions de test n'est plus significative (toute opération linéaire sur les amplitudes conserve l'uniformité du spectre).

En outre, l'application de cette méthode est d'une facilité remarquable, dès lors qu'on a construit, ou acquis, le matériel adéquat.

Les considérations de base auxquelles elle fait appel sont les suivantes. La formule (4) définissant la linéarité différentielle doit être modifiée pour les analyseurs, en tenant compte du caractère discontinu de la mesure qui conduit à travailler avec des accroissements finis ; il convient de remplacer $f'(g) = \frac{dm}{dg}$ par $F'(A) = \frac{\Delta C}{\Delta A}$, C étant le numéro de canal. Le plus petit accroissement sur C étant une unité, ΔA est précisément la largeur de bande.

Si l'on applique à l'analyseur un ensemble d'impulsions représentant un spectre à densité δ constante en fonction de l'amplitude, le nombre d'impulsions comptées dans un canal est $N = \delta . \Delta A$ et l'on peut écrire :

$$L_d = 2\,\frac{\left(\frac{1}{\Delta A}\right)_M - \left(\frac{1}{\Delta A}\right)_m}{\left(\frac{1}{\Delta A}\right)_M + \left(\frac{1}{\Delta A}\right)_m}$$

$$= 2\,\frac{\frac{\delta}{N_m} - \frac{\delta}{N_M}}{\frac{\delta}{N_m} + \frac{\delta}{N_M}} = 2\,\frac{N_M - N_m}{N_M + N_m}. \qquad (5)$$

La non-linéarité de l'analyseur peut ainsi, en principe, être mesurée d'une façon très directe en relevant simplement le contenu maximal et le contenu minimal d'impulsions enregistrées parmi les différents canaux.

Profitant de cette commodité, on peut encore mesurer la non-linéarité différentielle d'un élément de la chaîne de spectrométrie, en procédant à la soustraction de deux spectres, l'un obtenu avec, et l'autre sans l'élément en question.

3.2. Mise en œuvre

La difficulté majeure à laquelle on doit s'attendre est naturellement d'obtenir un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude soit constante, avec une approximation suffisante pour mesurer convenablement des distorsions minimales de 1 pourcent. Il est donc désirable que la non-linéarité du spectre engendré ne dépasse pas 0,2 pourcent. Le problème ne se pose d'ailleurs que pour les analyseurs d'amplitude, puisque tous les autres éléments sont l'objet d'une mesure différentielle.

Comme on le verra plus loin, la répartition statistique des impulsions entre les canaux introduit des fluctuations gênantes ; afin que le hasard joue le moindre rôle, les impulsions de test doivent présenter un grand caractère de régularité, c'est-à-dire être périodiques et constamment croissantes, ou décroissantes. On balaye ainsi d'une manière ordonnée la gamme de l'analyseur ; pour la même raison, il est conseillé d'effectuer le nombre minimal de balayages, compatible avec les nécessités pratiques.

L'appareil destiné à la mesure de la linéarité différentielle est donc constitué essentiellement par un générateur de rampe linéaire très lente, suivi d'un dispositif à échantillonnage destiné à la découper en impulsions (fig. 1).

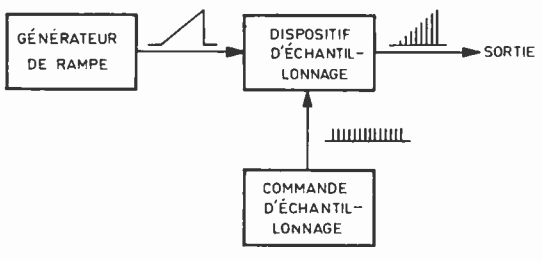


Fig. 1. — Principe des générateurs d'impulsions à densité d'amplitude constante.

Il existe un autre procédé courant qui vient à l'encontre des principes exposés ci-dessus et dont le seul avantage est de faire travailler l'analyseur d'amplitude dans des conditions plus proches de l'exploitation réelle : il consiste à lui appliquer une petite portion de spectre dû à l'effet Compton en utilisant une source de cobalt 60, par exemple, et un détecteur à scintillations ; les impulsions de test sont alors appliquées d'une façon parfaitement désordonnée, tant en ce qui concerne leur instant d'arrivée, que leur amplitude. Il en résulte des fluctuations à caractère gaussien, avec une variance égale au contenu moyen des canaux, variance qui peut servir de référence pour évaluer l'amplitude des fluctuations dans des cas plus favorables.

Quoique nettement plus lent et plus difficile à mettre en œuvre, ce second procédé n'est pas à rejeter car il peut servir à vérifier les résultats obtenus par le premier. Par ailleurs, l'application d'impulsions régulièrement croissantes ou décroissantes est susceptible d'introduire des erreurs systématiques si des effets de mémoire à persistance suffisamment longue existent dans la chaîne de mesure ; on doit notamment choisir convenablement les constantes de temps des liaisons à capacité-résistance. Des effets thermiques transitoires peuvent également jouer un rôle néfaste.

Quoi qu'il en soit, la méthode par accroissement régulier des impulsions est la plus commode et la plus rapide. Nous l'employons depuis environ deux ans et l'avons constamment perfectionnée jusqu'à ce qu'elle soit en mesure de nous satisfaire.

4. Générateur de test

4.1. Problèmes spécifiques

Les deux qualités primordiales d'un générateur destiné aux mesures de linéarité différentielle sont sa linéarité intrinsèque et la rapidité avec laquelle il permet d'obtenir le résultat, compte tenu de la précision demandée.

On ne peut pas négliger ce second aspect si l'on considère que, selon les circonstances et la qualité de l'équipement, une mesure peut durer quelques secondes ou quelques heures. La rapidité d'acquisition du résultat est fonction de l'intensité des phénomènes générateurs de fluctuations, de la fréquence d'échantillonnage de la rampe et de la précision désirée.

Des fluctuations sont toujours introduites par l'analyseur d'amplitude, mais le bruit affectant la rampe peut, dans certains cas, constituer la contribution prépondérante. Ceci se comprend aisément si l'on calcule l'ordre de grandeur de l'accroissement d'amplitude d'une impulsion de test par rapport à la précédente : si l'on doit accumuler 1 000 coups par canal et par balayage, cet accroissement est égal à 40 μV pour un analyseur à 256 canaux répartis sur 10 V.

Le bruit de fond provoque une distribution aléatoire des coups entre deux canaux adjacents lors du passage à la frontière ; l'effet résultant sur les fluctuations peut devenir notable pour des valeurs efficaces de l'ordre du millivolt.

L'amplitude relative des fluctuations peut naturellement être réduite en deçà de toute limite si l'on prolonge l'expérience suffisamment longtemps ; pratiquement il est difficile de dépasser l'heure, sauf cas exceptionnel, et l'on a intérêt à accroître la cadence d'accumulation des résultats.

Or, la fréquence d'échantillonnage de la rampe a été longtemps limitée à des valeurs très faibles parce que l'on ne savait pas mesurer la linéarité du générateur ; ce dernier devait donc être linéaire par construction. La rampe était alors engendrée par un intégrateur opérationnel recevant un saut (ou un créneau) de

tension ; on pouvait ainsi assigner, tout au moins théoriquement, une valeur maximale calculée à la non-linéarité de la rampe. Pour effectuer l'échantillonnage, on n'accordait de confiance qu'aux relais électromécaniques à contacts mouillés au mercure, dont la fréquence d'excitation ne doit pas dépasser 200 Hz.

L'échantillonnage par dispositif électronique, sans limitation pratique de rapidité, mais beaucoup plus complexe, n'a pu être admis qu'en prenant les générateurs primitifs comme référence. Moyennant une étude préalable soignée, il a donné d'excellents résultats.

Cependant, lorsqu'il s'agissait de mesurer de faibles distorsions (inférieures à un pourcent) une grande incertitude régnait encore sur la contribution du générateur de test à la non-linéarité globale, seule accessible à l'expérience.

C'est alors que l'application d'une méthode de mesure qui sera décrite plus loin, a permis d'isoler et de déterminer la linéarité intrinsèque du générateur de test, avec une exactitude suffisante pour porter la précision des mesures de linéarité différentielle à 0,1 pourcent.

Les trois sujets essentiels à approfondir sont donc : le bruit de fond, la rapidité d'échantillonnage et la connaissance de la linéarité du générateur. Ils sont dans une certaine mesure interdépendants. Il semble notamment qu'en accroissant la fréquence d'échantillonnage on tende indirectement à réduire le bruit de fond ; on est en effet conduit à rendre la rampe plus rapide et les fréquences mises en jeu pour l'engendrer échappent à la région où existe l'effet de scintillation ; d'autre part, la résistance déterminant la constante d'intégration étant plus petite engendre un bruit de fond inférieur. On peut également dire que les générateurs rapides, à échantillonnage par voie électronique, toujours susceptibles d'évoluer au cours du temps, sont rendus viables par la possibilité qu'on a maintenant de vérifier leur linéarité.

Ces problèmes ont reçu des solutions satisfaisant les besoins actuels et avant d'exposer de quelle manière, il est intéressant de faire ressortir l'intérêt des progrès accomplis.

Nous avons débuté avec un intégrateur d'un type commercial équipé de tubes électroniques, qui pouvait engendrer des rampes d'une durée de 5 mn (pour une résistance d'entrée de 80 000 MΩ) avec un bruit de fond qui a été évalué à 30 mV crête à crête. L'échantillonnage était obtenu par un relais travaillant à 50 Hz. La variance des fluctuations obtenues, fonction des conditions expérimentales, était couramment comprise entre $N/4$ et $N/2$, N étant le nombre de coups accumulés par canal. La linéarité était sans doute assurée à mieux que un pour cent.

Nous disposons actuellement d'un appareil équipé exclusivement de transistors, délivrant des impulsions à des fréquences très largement suffisantes ; le bruit de fond est insignifiant et la non-linéarité a été trouvée égale à 0,2 %, ce qui, après correction des résultats, permet d'atteindre une précision meilleure que 0,1 %.

Si l'on considère que l'on travaille couramment maintenant sur la fréquence de 10 kHz et que l'amplitude des fluctuations a été réduite dans un rapport de plusieurs unités, typiquement trois, on trouve que, toutes choses égales, la durée d'un test est environ 2 000 fois moindre ; un test qui est effectué en 20 s (moins de temps que pour enregistrer le résultat) aurait donc autrefois demandé plus de 10 h.

4.2. Solutions

a) *Bruit de fond*

Cette question a été résolue d'une façon satisfaisante et, assez paradoxalement, par l'emploi d'un générateur de rampe à transistors. Aucune étude particulière n'ayant été entreprise sur le bruit, on ne peut que noter l'amélioration obtenue en fonction des différences essentielles par rapport à l'ancien générateur : la durée de la dent de scie qui est très courte (20 s) et le schéma basé sur la décharge d'un condensateur par un courant constant, selon une technique de « bootstrap ».

b) *Fréquence d'échantillonnage*

Il n'y avait guère de difficulté à réaliser l'échantillonnage électronique à haute cadence puisque nous disposions d'une porte linéaire de bonne qualité [2], dont le temps de commutation (0,2 μs) permettrait, s'il en était besoin, de monter jusqu'à la fréquence de 1 MHz.

c) *Connaissance de la linéarité*

Pour vérifier et même connaître avec précision le spectre d'amplitude fourni par le générateur de test, nous avons développé une méthode appropriée, qui sera appelée « méthode des créneaux ».

Les défauts de linéarité différentielle à mesurer sur l'analyseur et ceux qui sont inhérents au générateur se superposent dans les résultats expérimentaux ; ils ne peuvent donc être distingués les uns des autres, que si l'on procède à un changement dans la façon d'appliquer l'ensemble des impulsions représentant le spectre de test. L'idée primitive consiste à procéder à une autovérification de ce spectre en lui imposant une translation, d'amplitude connue.

Ainsi en faisant deux expériences successives, dont l'une en ajoutant une amplitude constante aux impulsions de test, et en effectuant ensuite la différence entre les résultats, on peut acquérir les données nécessaires pour la reconstruction du spectre des impulsions délivrées par le générateur ; le traitement de ces données consiste en une intégration numérique canal par canal le long de l'axe des amplitudes, intégration qui risque d'être assez pénible si on l'effectue manuellement.

Une autre idée consiste à confronter, en un certain nombre de points, la rampe et une forme d'onde périodique (*) constituant d'une quelconque façon une référence de pente ; les formes anguleuses sont particulièrement favorables.

---

* On supposera implicitement dans ce qui suit que ces signaux sont échantillonnés et qu'ils représentent donc l'enveloppe des impulsions fournies.

La dent de scie (fig. 2) qui semble tout indiquée conduirait à des difficultés pratiques pour les faibles distorsions, du fait que les impulsions seraient concentrées dans des régions en général plus étroites que la largeur de bande de l'analyseur.

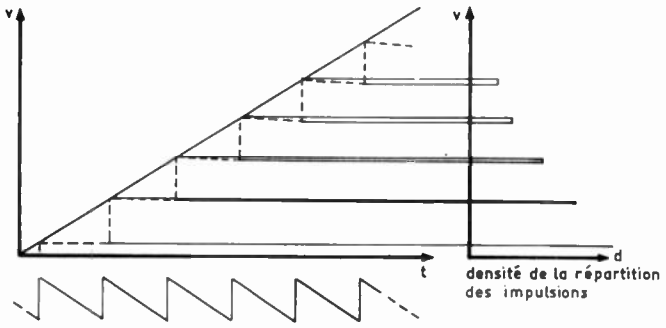


FIG. 2. — Méthode de la dent de scie.

La méthode des créneaux (fig. 3) consiste à ajouter à la rampe une onde rectangulaire à alternances d'égale durée, représentant une pente de référence P_r définie par la figure 3*a*.

On voit d'après la figure 3*b* que, si l'on a affaire à une rampe rigoureusement rectiligne de pente $P_0 = P_r$, le spectre injecté dans le sélecteur est uniforme, puisque chacune de ses parties déplacées par l'application du créneau, vient s'imbriquer exactement dans le creux laissé par une autre. Si l'on suppose maintenant que la pente de la rampe subit un accroissement ΔP (fig. 3*c*), les projections des segments de droites sont disjoints ; il en résulte un spectre dentelé (fig. 3*d*), avec des régions très étroites où la densité d'amplitude est nulle ou double. En raison de la largeur relativement grande des bandes de l'analyseur d'amplitude, ces régions se traduisent finalement dans le spectre expérimental par un léger déficit ou un léger excédent de coups (fig. 3*e*) ; ce spectre est modelé

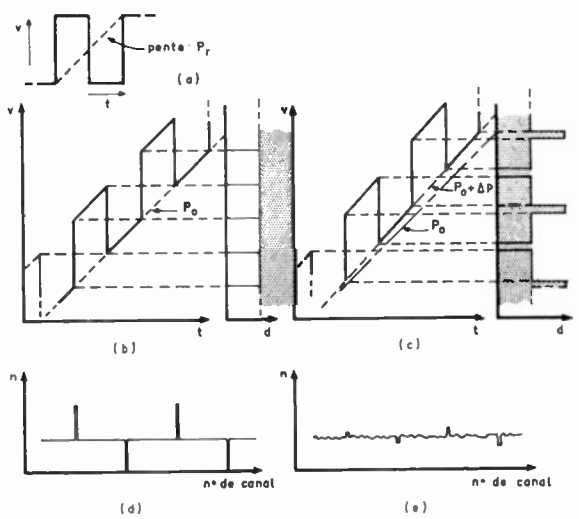


FIG. 3. — Méthode des créneaux.

par la non-linéarité de l'analyseur, ce qui affecte peu la qualité de l'information désirée ; par contre les fluctuations de comptage représentent un « bruit » gênant vis-à-vis du « signal » constitué par les dents et les creux.

Ces maximums et ces minimums varient d'un point à un autre du spectre et les écarts qu'ils représentent sont proportionnels à la différence entre la pente de la courbe dans la région considérée et la pente de référence. On montre aisément que si $\pm \Delta N$ est l'excédent ou le déficit de coups enregistré au cours de la période du créneau, on a sensiblement :

$$\frac{|\Delta P|}{P_r} = \frac{|\Delta N|}{N} ,$$

ΔP étant l'écart entre la pente de référence et la pente moyenne de la rampe dans l'intervalle parcouru pendant la période T du créneau (dans le présent cas de figure la mesure porte sur l'intervalle compris entre l'extrémum considéré et l'extrémum précédent du même type).

Pour connaître le signe de cet écart, on doit tenir compte de la phase du créneau au point considéré.

La mise en œuvre de cette méthode exige une parfaite stabilité de l'amplitude et de la période du créneau, mais seulement sur un temps relativement court ; ainsi la conception du générateur de créneaux ne demande pas un soin extraordinaire, mais l'on doit s'astreindre à opérer un temps suffisamment long après sa mise sous tension. L'égalité des demi-périodes est facilement assurée par l'emploi d'une bascule binaire.

Pour le moment, nous n'avons pas établi de synchronisme entre la rampe et la tension rectangulaire, craignant d'introduire de légères déformations de ces formes d'onde. Cela interdit d'effectuer plusieurs balayages, donc d'accumuler, au cours d'une même expérience, autant de coups qu'il est désiré (*).

La méthode des créneaux utilisée dans ces conditions a donné les résultats escomptés. Son exactitude a été vérifiée en altérant volontairement d'une quantité connue, soit la linéarité du générateur, soit celle de l'analyseur. La précision dont elle est susceptible n'a pas pu être déterminée exactement jusqu'à maintenant en raison des limites imposées par les fluctuations, mais elle est certainement meilleure que 0,1 %.

Cette méthode a beaucoup de parenté avec la méthode différentielle dont il a été question plus haut, puisqu'elle fait intervenir deux prélèvements d'un même spectre, dont l'un décalé d'une amplitude donnée ; elle se compare pourtant assez favorablement à cette dernière sur laquelle elle présente les avantages suivants :

— comparaison instantanée des deux spectres décalés mettant pratiquement hors de question l'influence de dérives qui, même minimes, nuiraient grandement à la qualité du résultat ;

* Depuis la date de cet exposé, l'obstacle a été surmonté en créant les créneaux à partir d'une échelle binaire attaquée par les impulsions d'échantillonnage, durant la descente de la rampe.

— concentration de l'information relative à la non-linéarité du générateur en un nombre restreint de points, permettant une appréciation visuelle dans les cas favorables (fluctuations suffisamment faibles) ;

— traitement manuel des données relativement aisé (la figure 4 montre un specimen de spectre et le tableau de calcul d'après les données numériques relatives à ce spectre).

$\Sigma_3 i$	$\Sigma_3 j$	n° de canal	$\Sigma_3 i - \Sigma_3 j$	$\Sigma_3 i + \Sigma_3 j$	$\frac{\Delta P}{P_r}$ (%)	$\frac{\Delta P}{P_0} = \frac{\Delta P}{P_r} - 0{,}49$	pour le canal n°
4 201		18					
	4 013	25.26	+188	8 214	+0,46	−0,03	14,5
4 228		33	+205	8 241	+0,50	+0,01	22
	3 985	40.41	+243	8 213	+0,59	+0,10	29,5
4 208		48	+223	8 193	+0,55	+0,06	37
	3 973	55.56	+235	8 181	+0,57	+0,08	44,5
4 219		63	+256	8 192	+0,63	+0,14	52
	3 969	70.71	+240	8 188	+0,59	+0,10	59,5
4 187		78	+218	8 156	+0,53	+0,04	67
	3 967	85.86	+220	8 154	+0,54	+0,05	74,5
4 204		93	+237	8 171	+0,58	+0,09	82
	3 969	101	+235	8 173	+0,57	+0,08	89,5
4 188		108	+219	8 157	+0,54	+0,05	97
	4 023	116	+165	8 211	+0,40	−0,09	104,5
4 167		123	+144	8 190	+0,35	−0,14	112

$$I_{moy} = \frac{123 - 18}{14} = 7{,}5 \qquad \left(\Sigma_3 i + \Sigma_3 j\right)_{moy} \simeq 8\,200$$

$$\text{d'où } \frac{\Delta P}{P_r} = \frac{\Sigma_3 i - \Sigma_3 j}{8\,200} \cdot \frac{1{,}5}{7{,}5} = 2{,}44 \cdot 10^{-5} \left(\Sigma_3 i - \Sigma_3 j\right)$$

La méthode des créneaux permet de connaître la non-linéarité globale des organes situés en amont du point où l'on ajoute la rampe et la tension rectangulaire (échantillonnées ou non) et pourrait servir à déterminer les contributions respectives des différents éléments du générateur de test. Elle pourrait sans doute s'appliquer avec avantage, en raison de sa précision et de sa commodité à tout appareil d'une chaîne de spectrométrie (amplificateur linéaire, amplificateur à seuil, porte linéaire, etc.).

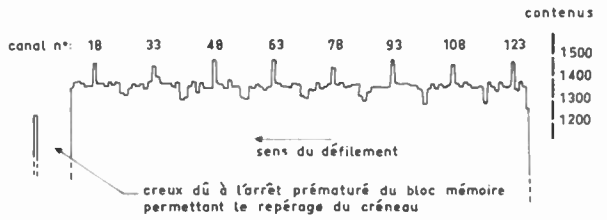


FIG. 4. — Spectre obtenu par la méthode des créneaux. Les calculs sont effectués d'après les sommes $\Sigma_3 j$ et $\Sigma_3 i$ des contenus des 3 canaux consécutifs dans lesquels un extrémum est contenu avec certitude.

4.3. RÉALISATION

Destiné à fournir des impulsions avec une densité uniforme d'amplitude de 0 à + 10 V, ce générateur est composé de quatre organes principaux : le générateur de rampe, la porte linéaire, le générateur d'impulsions d'échantillonnage et l'inverseur (fig. 5).

a) *Générateur de rampe* (fig. 6)

La rampe est obtenue par la décharge du condensateur C isolé au mylar, sous un courant constant d'environ 30 μA ; ce courant est fourni en majeure partie par le collecteur de T_1 et dans une proportion n'excédant pas 10 % par la base de T_2. Les tensions aux bornes de T_1 et T_2 sont maintenues aussi constantes que possible sur toute l'excursion grâce à une technique de « bootstrap ». Les émetteurs suiveurs T_5 et T_6 permettent d'attaquer une charge relativement faible, mais qui doit pourtant rester supérieure à 1 kΩ pour ne pas introduire de distorsion gênante par l'intermédiaire des courants de base des transistors de sortie.

Le condensateur est rechargé toutes les 30 s par la fermeture des contacts d'un relais excité par un multivibrateur ; le choix d'une commutation électromécanique est justifié par le fait que la résistance d'isolement au cours de la décharge doit être supérieure à 100 MΩ ; la décharge s'arrête au bout de 25 s grâce à une diode de butée D, ce qui laisse quelques secon-

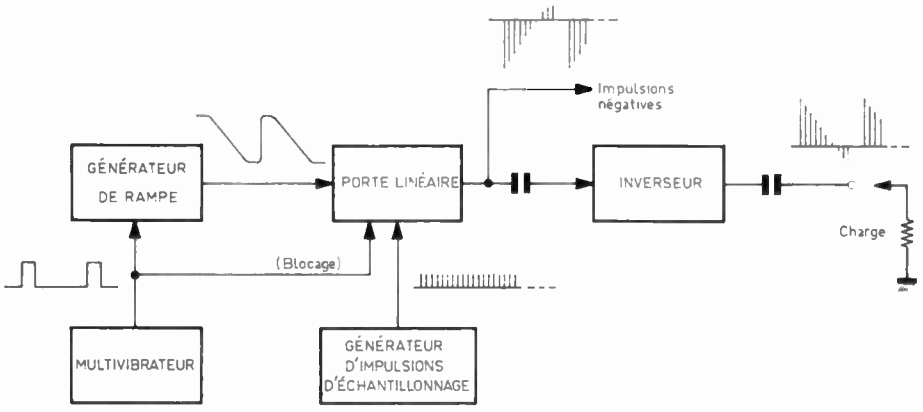


FIG. 5. — Schéma fonctionnel du générateur de test.

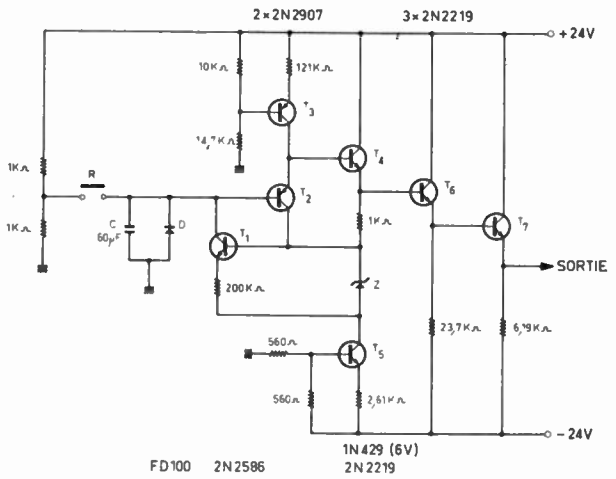


FIG. 6. — Générateur de rampe.

des à l'opérateur pour commencer ou arrêter l'accumulation entre deux balayages.

A la sortie, la rampe possède une amplitude d'environ 12 V et elle est affectée vers la fin et sur quelques centaines de millivolts, d'une certaine distorsion due à la diode *D*. A la suite de l'échantillonnage se trouvent deux liaisons à capacité-résistance qui introduisent un régime transitoire, donc une non-linéarité au départ (les constantes de temps de liaison sont choisies suffisamment faibles pour que ce régime soit éteint au bout d'une seconde). Seule la partie médiane de la rampe est donc utilisable et, en fait, on n'en exploite qu'une portion égale à 8 V du fait que la rampe échantillonnée subit par la suite une amplification par un facteur de 1,3.

b) *Porte linéaire* (fig. 7)

La porte linéaire dérivée d'un schéma déjà décrit [2] doit ses qualités à l'application de la contre-réaction. Après amplification par les transistors T_1, T'_1 et T_2, la rampe se trouve dirigée par le commutateur symétrique T_3 - T_4 - T_5 - T_6 vers l'une des sorties S ou S', selon le niveau de la tension de commande. Afin de compenser le courant de repos, un courant stable engendré par T_3 et compensé en température par T_4, est appliqué à la sortie qui ne reçoit pas le signal.

De chacune des sorties part une résistance de contre-réaction, de sorte que, vue de l'entrée, la porte linéaire se comporte comme un amplificateur à contre-réaction ordinaire, et donc que son impédance d'entrée ne varie pas en fonction de son état de commutation.

La sortie du générateur de rampe lui est directement appliquée et les niveaux continus sont tels, que l'échantillonnage procure à la sortie des impulsions décroissant depuis $-10,5$ jusqu'à $+$ 1,5 V ; les temps de montée et de descente de ces impulsions sont égaux à 0,2 μs environ.

La tension de commutation est fournie par le trigger de Schmitt T_{11} - T_{12} commandé à partir de l'amplificateur à seuil T_9 - T_{10}. Durant la période de recharge du condensateur C, cet amplificateur est paralysé par un signal de blocage.

c) *Générateur d'impulsions d'échantillonnage*

Cet élément, composé de circuits tout à fait classiques, commande la porte par des impulsions négatives de largeur continûment réglable entre 0,6 et 10 μs, sous une fréquence comprise entre 50 Hz et 20 kHz.

d) *Inverseur de sortie* (fig. 8)

Les impulsions négatives disponibles à la sortie de la porte linéaire, sont transformées en impulsions positives par un inverseur à contre-réaction, lui aussi assez classique. Le gain de cet inverseur est réglé à environ 1,3 afin que la gamme utile d'amplitude (0.+10 V) échappe aux effets d'extrémités, comme il a été dit plus haut. La charge terminale peut être aussi faible que 100 Ω, mais il est préférable

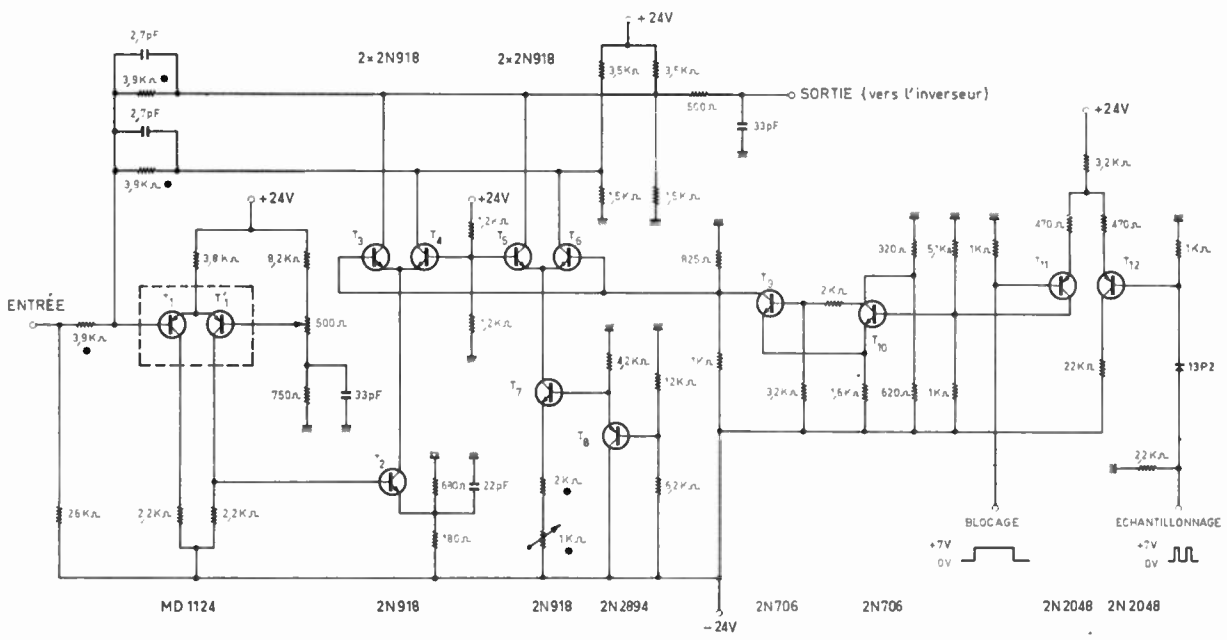


FIG. 7. — Porte linéaire (les astérisques indiquent les résistances de grande stabilité).

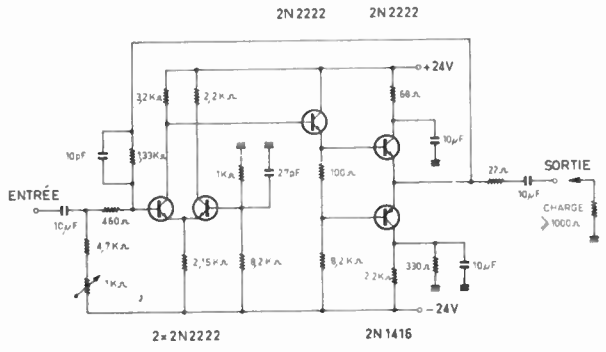


FIG. 8. — Inverseur de sortie.

de travailler avec 1 000 Ω ou plus pour atteindre la distorsion minimale.

5. Résultats obtenus

Les résultats expérimentaux rapportés ici ont été obtenus avec le prototype expérimental d'un analyseur d'amplitude à 1 024 canaux du type Wilkinson, dont la fréquence d'horloge est égale à 100 MHz. Le nombre de canaux peut être réduit à 512, 256, etc.

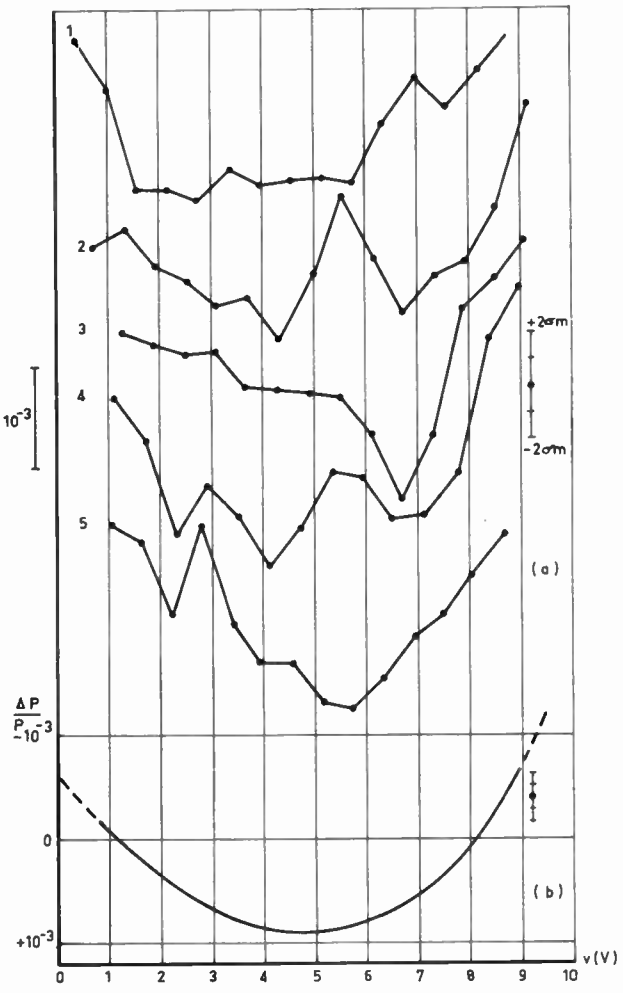


FIG. 9. — Linéarité du générateur de test. La densité d'amplitude des impulsions fournies, proportionnelle à $-\Delta P/P$ passe par un minimum vers le milieu de la gamme.

en supprimant un ou plusieurs des digits les moins significatifs de l'adresse.

5.1. PERFORMANCES

Les performances essentielles du générateur qui demandent à être contrôlées sont la linéarité et, en second lieu, l'amplitude des fluctuations.

Dans le cas présent il a été suffisant de constater que parmi les autres sources de fluctuations, le générateur constituait l'une des plus faibles. La détermination absolue de ses fluctuations propres, qui serait d'ailleurs difficile, ne présente donc pas d'intérêt.

La méthode des créneaux appliquée dans des conditions assez défavorables, mais qui mettent bien en évidence les résultats qu'on peut en attendre, a permis de déterminer la linéarité du générateur (*).

La figure 9*a* présente les résultats de cinq expériences successives : la précision assez médiocre, est en accord avec l'amplitude calculée des fluctuations.

La moyenne de ces résultats (fig. 9*b*) met en évidence la non-linéarité du générateur qui peut être évaluée à 0,2 % sur 90 % de la gamme couverte.

Il est important de souligner que ce résultat a été obtenu d'emblée alors que le générateur avait été mis au point à l'aide de méthodes plus empiriques.

5.2. RÉSULTATS PRATIQUES (**)

Nous avons montré précédemment que la rapidité d'acquisition des résultats avec le présent générateur était de l'ordre de 1 000 fois supérieure à celle de l'ancien appareillage ; nous avons d'autre part une bonne connaissance de son spectre d'amplitude. Notre

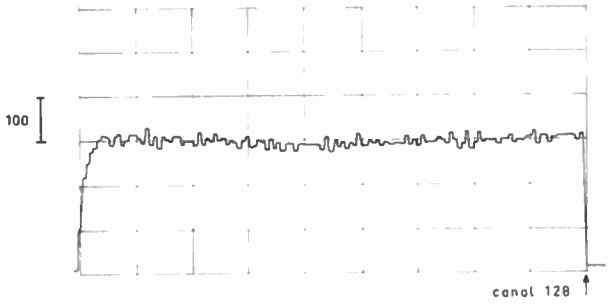


FIG. 10. — Spectre de linéarité différentielle obtenu en accumulant environ 10 300 unités par canal (résultat acquis à l'aide du prototype industriel de l'appareil GIDAC 10 fonctionnant à la fréquence de 10 kHz).

* En effet, la décharge du condensateur de l'analyseur n'était pas encore synchronisée avec l'horloge ; dans cette circonstance, l'incertitude d'une période d'horloge sur le temps de conversion, introduit des fluctuations supplémentaires qui, dans le cas actuel où l'on a travaillé avec 128 canaux, ont une variance calculée égale à $N/24$, N étant le nombre moyen de coups par canal.

** Ces résultats ont été obtenus alors que le début de la conversion amplitude-temps de l'analyseur s'effectuait en phase avec l'horloge. Les fluctuations de comptage introduites par cet appareil sont alors seulement dues à l'incertitude naturelle sur les frontières des canaux, qui se traduit par un « jitter » sur le temps de conversion (voir fig. 14).

propos est d'illustrer par quelques exemples, les résultats pratiques que l'on peut obtenir.

La figure 10 présente un exemple typique des conditions expérimentales devenues courantes. Cette courbe de linéarité pour 128 canaux a été obtenue en 5 mn, dont 2 pour l'enregistrement. Les fluctuations atteignent environ 0,5 % crête à crête, ce qui permet d'apprécier la linéarité générale avec une précision voisine de 0,1 % mais non les défauts d'origine numérique.

Les figures 11 et 12 résultent d'une investigation plus poussée. Le spectre à 128 canaux de la figure 11 a été acquis en 30 mn environ ; le niveau de fluctuation très bas (moins de 0,2 % crête à crête) révèle la réponse différentielle de l'analyseur d'amplitude avec une grande précision : la non-linéarité observée est égale à 0,7 % sur la majeure partie de la gamme, ce qui conduit à une non-linéarité de 0,5 % après la correction de 0,2 % tenant compte de la distorsion du générateur.

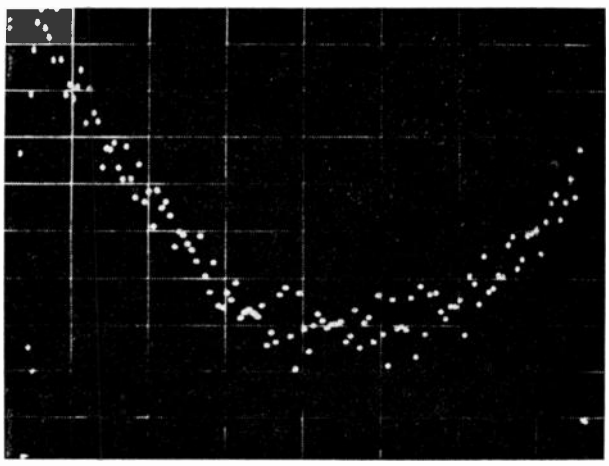


FIG. 11. — Spectre de linéarité différentielle obtenu en accumulant environ 100 000 unités par canal (une division verticale correspondant à 100 unités).

La forme générale du spectre à 1 024 canaux de la figure 12*a* est la même que celle du précédent, puisque l'on change le nombre de canaux par amputation de l'adresse ; on observe effectivement une non-linéarité d'environ 0,8 %. Les fluctuations ont triplé (0,5 % crête à crête) en accord avec la spéculation qui laisse prévoir une augmentation dans le rapport $\sqrt{8}$. Le marquage d'un canal sur huit (fig. 12*b*) fait apparaître l'existence de défauts de linéarité d'origine numérique du même ordre de grandeur que les fluctuations.

La mesure de l'amplitude de ces défauts demande l'accumulation d'un nombre de coups beaucoup plus élevé dans chaque canal. Pour opérer sur une durée raisonnable, nous avons seulement adressé à la mémoire les chiffres de poids 2^{10} - 2^9 - 2^3 - 2^2 - 2^1 et 2^0. De cette façon nous obtenons 4 groupes de 16 adresses, le contenu à chaque adresse étant la somme des contenus de 16 canaux pris de 16 en 16 (c'est-à-dire somme des canaux n° 1, 17, 33 ... 241) ; somme des canaux n° 2, 18, 34 ... 242, etc.). (*)

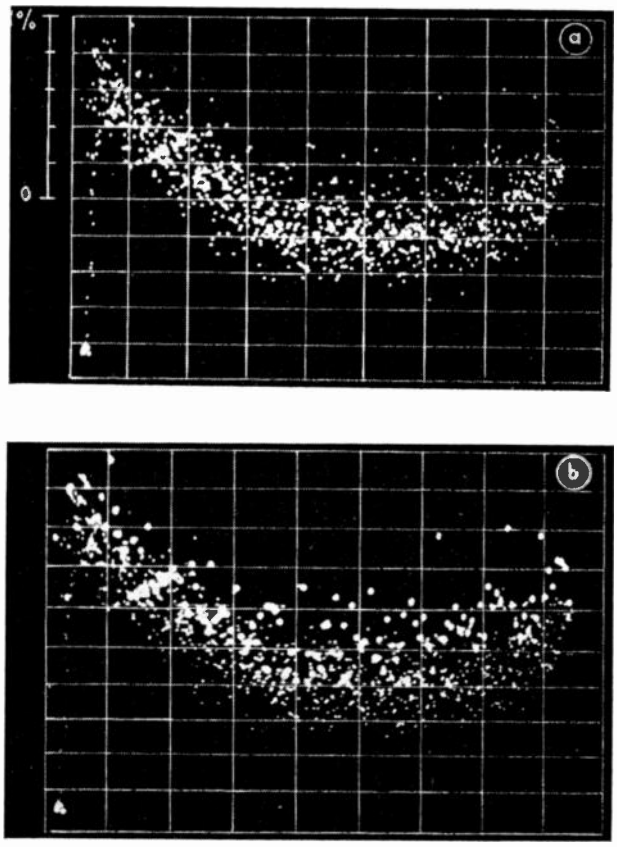


FIG. 12. — Spectre de linéarité différentielle obtenu pour 1 024 canaux avec environ 110 000 unités par canal.

Pour une même durée d'expérience le contenu moyen est ainsi multiplié par 16 (1,6 million au lieu de 100 000). La figure 13 représente les résultats obtenus sur les deux groupes centraux. L'écart standard relatif des fluctuations est évalué à 0,03 %

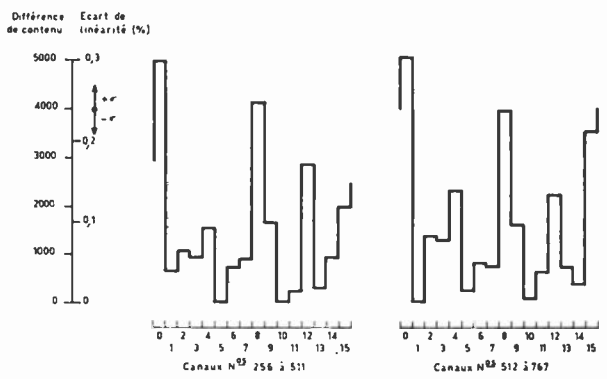


FIG. 13. — Défauts de linéarité d'origine numérique révélés par l'accumulation d'environ 1 665 000 unités par canal.

* On perd ainsi volontairement l'information concernant les défauts de périodes supérieures à 16 (32, 64, ...) dont l'importance pratique est moindre et qui sont plus difficiles à évaluer. Par contre, ce procédé évite de longues additions.

d'après l'expérience précédente pour laquelle on avait $\sigma/\sqrt{N} = 0{,}4$.

Les défauts numériques de linéarité différentielle, tout au moins en ce qui concerne les quatre premiers chiffres binaires ont une amplitude relative d'environ 0,3 % ; l'analyse des résultats met en évidence des composantes de 0,1 % avec des périodes de 2 et 16 canaux, et de 0,3 % avec des périodes de 4 et 8 canaux.

Ces deux derniers exemples montrent bien la facilité qu'apporte un générateur de test rapide à la recherche des défauts de linéarité très localisés. Les deux expériences en question qui ont duré chacune plus de 4 h avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, auraient demandé environ 24 h pour des impulsions aléatoires de fréquence moyenne identique, ou 1 mois si la fréquence d'échantillonnage avait été limitée à 50 Hz.

Enfin, la figure 14, illustre une des applications possibles du générateur de test, étrangère aux mesures de linéarité. La relation linéaire entre l'amplitude des

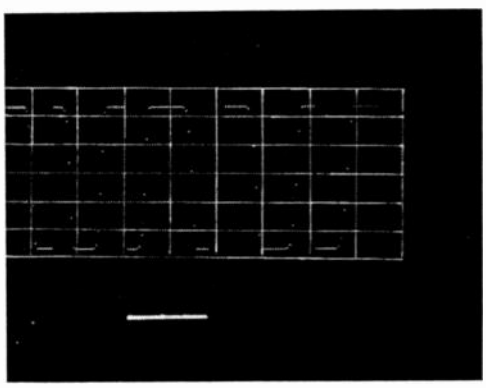


FIG. 14. — Profil d'un canal de l'analyseur d'amplitude (largeur à mi-hauteur : 10 ns correspondant à 10 mV).

impulsions et le temps, facilite en effet l'étude de grandeurs fonctions de l'amplitude, en offrant la possibilité de les exprimer en fonction du temps et ainsi de les enregistrer plus commodément. Dans le cas présent il s'est agit de déterminer le profil des canaux de l'analyseur d'amplitude. Les impulsions sont alors appliquées comme à l'ordinaire, mais on utilise une rampe qui descend en plusieurs minutes. Par un artifice numérique le bloc-mémoire à 1 024 canaux est divisé en 32 groupes de 32 canaux. L'adresse d'un groupe est l'adresse d'un canal, amputée des digits les plus significatifs, tandis que l'adresse à l'intérieur des groupes subit une avance pas-à-pas avec une fréquence de quelques Hz déterminée par un générateur auxiliaire. De cette façon l'histoire du remplissage d'un canal est enregistrée dans la mémoire ; elle est particulièrement bien visible lorsque l'exploration du canal s'est entièrement déroulée entre les instants de passage par les adresses « 0 » et « 31 » du groupe (partie soulignée de la fig. 14). On déduit de ces courbes que l'on a affaire à des fluctuations du temps de conversion sensiblement gaussiennes, avec un écart standard d'environ 0,7 ns.

6. Conclusion

Le générateur de test qui vient d'être décrit constitue un appareil commode, susceptible d'une précision meilleure que le pourcent sans précaution spéciale ; pour le présent c'est suffisant dans la majorité des cas.

Pour des études avancées d'électronique nucléaire, la linéarité intrinsèque du générateur peut être mesurée et, après avoir apporté aux résultats les corrections nécessaires, on peut atteindre une précision d'environ 0,1 %.

Cet appareil est en cours de développement industriel et sera réalisé avec quelques améliorations et perfectionnements par rapport au modèle décrit. Par la suite il doit être complété par certains accessoires, dont un circuit de mise en forme transformant les signaux rectangulaires en impulsions de la forme communément employée en spectrométrie d'énergie ; il est également envisagé d'étudier un convertisseur amplitude-temps linéaire, qui permettrait de déterminer des intervalles de temps régulièrement décroissants en vue de mesurer la linéarité différentielle des analyseurs de temps.

BIBLIOGRAPHIE

[1] GUILLON H. — Procédé assurant la stabilité et l'égalité des largeurs de bandes dans un sélecteur d'amplitude d'impulsions. *L'Onde Electrique* 1954, *34*, 328, 603-608.

[2] GOURSKY V., GUILLON H. — Porte linéaire et codeur d'amplitude rapide. Electronique Nucléaire 1963, comptes rendus du Colloque International sur l'Electronique Nucléaire (Paris 25-27 novembre 1963) OECD (Paris 1964), pp. 313-324.

COMPTE RENDU SOMMAIRE DES JOURNÉES DE LA S.F.E.R. SUR L'UTILISATION DE CALCULATEURS EN PHYSIQUE NUCLÉAIRE

Les 25 et 26 octobre 1966 ont eu lieu à Saclay deux journées d'études consacrées à l'utilisation de calculateurs dans le domaine de la physique et plus particulièrement de la physique nucléaire. Ces journées organisées par la Société française des Electriciens et Radioélectriciens et par le Service d'Instrumentation Nucléaire du Département d'Electronique de Saclay, furent ouvertes par une allocution de Monsieur Debiesse, Directeur du centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, et se sont déroulées en cinq sections présidées respectivement par Monsieur Gaudfernau, Président de la 10e Section d'Etudes de la S.F.E.R. et par Messieurs Debraine, Pottier, Amouyal et Corge, du Commissariat à l'Energie Atomique.

La matinée du 25 fut consacrée à la description d'installations à Cadarache de calculateurs connectés au Van de Graff de 5 MeV (exposé fait par M. Arnaud du C.E.A.) et à la pile expérimentale CABRI (exposé de M. Delchambre du C.E.A.).

M. Gariod (Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble) donna, d'autre part, un exemple de simulation par calculateur d'un réacteur associé à un réactimètre ; le calculateur pouvant simuler des excursions de puissance irréalisables autrement.

M. Sigelle (C.F.T.H.) parla des équipements nécessaires au fonctionnement d'un spectromètre de masse et M. Joumard (Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble) fit un exposé sur le contrôle numérique direct, par CAE-510, de boucles de régulation de température dans la pile SILOE. Enfin M. Goldwasser (C.E.A.) présenta le problème de l'analyse des photographies de chambres à traces et décrivit la structure de l'équipement ARIANE destiné à l'analyse de clichés de chambres à étincelles par un C.D.C. 160 A.

La description des différentes installations montra l'importance des moyens de liaison entre l'utilisateur et le calculateur, tant pour la commande que pour la visualisation des résultats et le poids mis sur l'acquisition rapide des données. La description de l'équipement du Van de Graaff montra la commande directe des paramètres de l'accélérateur et des équipements expérimentaux associés, ainsi que l'utilisation du calculateur (CAE 90-10) pour la régulation d'énergie des particules à la valeur de consigne fixée par l'utilisateur. L'installation de CABRI montra l'intérêt d'un calculateur pour la commande d'expériences trop rapides et à trop grand nombre de paramètres pour que l'on puisse les effectuer à la main, ainsi que les problèmes que pose l'acquisition rapide d'un grand nombre de résultats de mesure. Le problème du transport des mesures à distance fut également évoqué à l'occasion de cette installation. En contraste avec CABRI où toutes les commandes étaient imposées (par suite de la nature du fonctionnement), le cas de SILOE mit en relief l'utilisation d'un calculateur pour l'asservissement de température de fours, à partir de mesures fournies par des thermocouples répartis.

L'équipement de spectrométrie de masse fit apparaître l'intégration d'un calculateur dans un appareillage industriel étudié pour être commercialisé, donc avec toutes les contraintes que cela imposait.

L'après-midi du 25, après un exposé de M. Ghesquière (T.I.T.N.) sur les différentes fonctions à remplir dans l'acquisition de données aléatoires et sur les procédés utilisables pour remplir ces fonctions (sélecteur, tampon, stockage, tri et conditionnement), fut consacrée à la description d'équipements existants travaillant dans le domaine des basses et des moyennes énergies, c'est-à-dire faisant surtout de l'accumulation d'événements.

M. Verroust, de la Faculté des Sciences d'Orsay, décrivit une installation de spectrométrie nucléaire utilisant un petit calculateur connecté (PDP 8) et M. Moisset, d'Intertechnique, présenta une étude systématique des différentes méthodes d'utilisation d'ordinateurs en analyse multiparamétrique. Les autres exposés de MM. Cauvin et Labbé et de Mme Blanchi du C.E.A., montrèrent l'utilisation de CAE 510 dans des expériences de temps de vol auprès de l'accélérateur linéaire et dans des expériences d'acquisition d'événements sur Van de Graaff tandem. Les différentes installations étant prévues pour travailler en temps réel pour l'acquisition, et en temps différé pour le dépouillement des données et leur préparation éventuelle pour un calculateur plus important. L'équipement des consoles d'utili-

sateurs et les méthodes permettant l'appel de sous-programmes banalisés fit l'objet d'un certain nombre de remarques intéressantes ainsi que les dispositifs de visualisation oscilloscopiques et les traceurs de courbes. Mme Bianchi montra, en particulier, l'intérêt de la visualisation tridimensionnelle (en perspective) de spectres complexes.

M. Kamoun du C.E.A. fit, le lendemain, un exposé se rapportant au même sujet, utilisant des circuits logiques câblés en analyse multiparamétrique. En particulier, l'étude de réactions pouvant suivre plusieurs chemins différents pour arriver au même résultat final se fait très bien dans ce cas et le tracé des spectres en courbes de niveau assure une visualisation très claire après dépouillement par calculateur. Un des intérêts de l'emploi des calculateurs dans ce domaine est l'obtention rapide de relations entre certains paramètres et la comparaison immédiate avec les prévisions théoriques.

La matinée du 26 fut essentiellement consacrée aux installations en cours d'équipement pour le travail en temps réel dans le domaine de la physique corpusculaire à haute énergie.

M. Abillon présenta l'installation alors en projet pour le Laboratoire de Physique Atomique et Moléculaire, utilisant des chambres à fils dont les signaux sont transmis par magnétostriction, installation destinée à fonctionner auprès de SATURNE. M. Abillon, après avoir précisé la structure de l'expérience, indiqua quels étaient les signaux qui seraient échangés entre les équipements expérimentaux et le calculateur ainsi que les tâches demandées à ce dernier.

M. Segalas (C.E.A.) montra ensuite comment, compte tenu des renseignements précédents, le calculateur (CAE 90-40) serait équipé pour pouvoir répondre aux demandes. L'accent fut mis surtout sur les équipements de transmission des signaux rapides relatifs à chacun des événements que le calculateur doit acquérir en un temps très court. C'est le problème le plus délicat dans ce domaine. Cet exposé montra l'importance des équipements à placer entre le calculateur et l'installation expérimentale (l'interface). Le système de programmes et son organisation n'a pu être effleuré, faute de temps, mais n'en est pas moins important.

M. Brisson (C.E.A.) décrivit la structure de l'installation en projet pour l'expérience HERA, prévue en 1967 au C.E.R.N., utilisant une logique rapide câblée et un calculateur CAF 90-40 tandis que M. Schulmann, du Collège de France, montra l'utilisation d'un CAE 90-10 dans une expérience d'électroproduction en coïncidence.

M. Magneron, d'Intertechnique, termina la matinée en donnant un bilan d'enquête effectuée dans différents laboratoires d'Europe sur les tendances dans le domaine de l'utilisation des calculateurs en instrumentation nucléaire.

L'après-midi du 26 fut consacrée à des exposés relatifs au partage de temps et à la multiprogrammation, d'une part, et à une table ronde destinée à faire le point des idées présentées, d'autre part.

M. Debraine (C.E.A.) définit ce qu'était l'utilisation collective des calculateurs, utilisation qui promet d'être fructueuse dans l'avenir tant dans le domaine scientifique que dans celui de la vie courante, il indiqua quels étaient les problèmes que cela posait au point de vue conception des calculateurs et organisation des programmes.

M. Meinadier (C.E.A.) montra sur un exemple pratique d'utilisation en temps réel (celle décrite le matin par MM. Abillon et Segalas) comment se présentaient les problèmes de multiprogrammation et les solutions envisagées.

M. Girod, du C.E.A., décrivit un projet de réseau de liaison prévu au Centre de Grenoble, réseau géré par un calculateur.

La table ronde permit d'aborder quelques sujets caractéristiques, malheureusement d'une façon trop rapide pour des raisons de temps ; nous les indiquons schématiquement comme suit :

1° — Les expériences en physique nucléaire telles qu'elles ont été envisagées font intervenir trois catégories de personnes : les physiciens, les électroniciens et les spécialistes des calculateurs. La conception des systèmes dépend beaucoup des idées de l'équipe qui fait l'étude et il y aurait lieu que les différences de mentalité et de langage entre ces trois catégories s'atténuent par une connaissance suffisante de l'ensemble du domaine. En particulier, la répartition des tâches entre les parties câblées et programmées devrait pouvoir se faire sur des bases mieux assises qu'elles ne le sont habituellement.

2° — La conception des consoles de communication entre l'utilisateur et le calculateur demande à être précisée, compte tenu des enseignements donnés par les expériences en cours

3° — Le problème du langage à utiliser en temps réel est également très important, aussi bien pour les relations au niveau de la console que pour la spécification des opérations typiques du travail en temps réel avec connexions extérieures. Les constructeurs interrogés sur l'état d'avancement de leurs systèmes dans ce domaine ont fait preuve d'une grande discrétion.

* * *

Parmi ces exposés, certains paraîtront dans un prochain Bulletin d'Information Scientifique et Technique (B.I.S.T.)*, publié par le Commissariat à l'Energie Atomique. Le numéro et la date de ce Bulletin seront communiqués ultérieurement par *L'Onde Electrique*.

* DUNOD, éditeur, 92, rue Bonaparte, Paris VI[e].

Imprimé en France par l'Imprimerie Marcel Bon
70 - Vesoul — D.L. 2 n° 25. — 530. 587 E 32

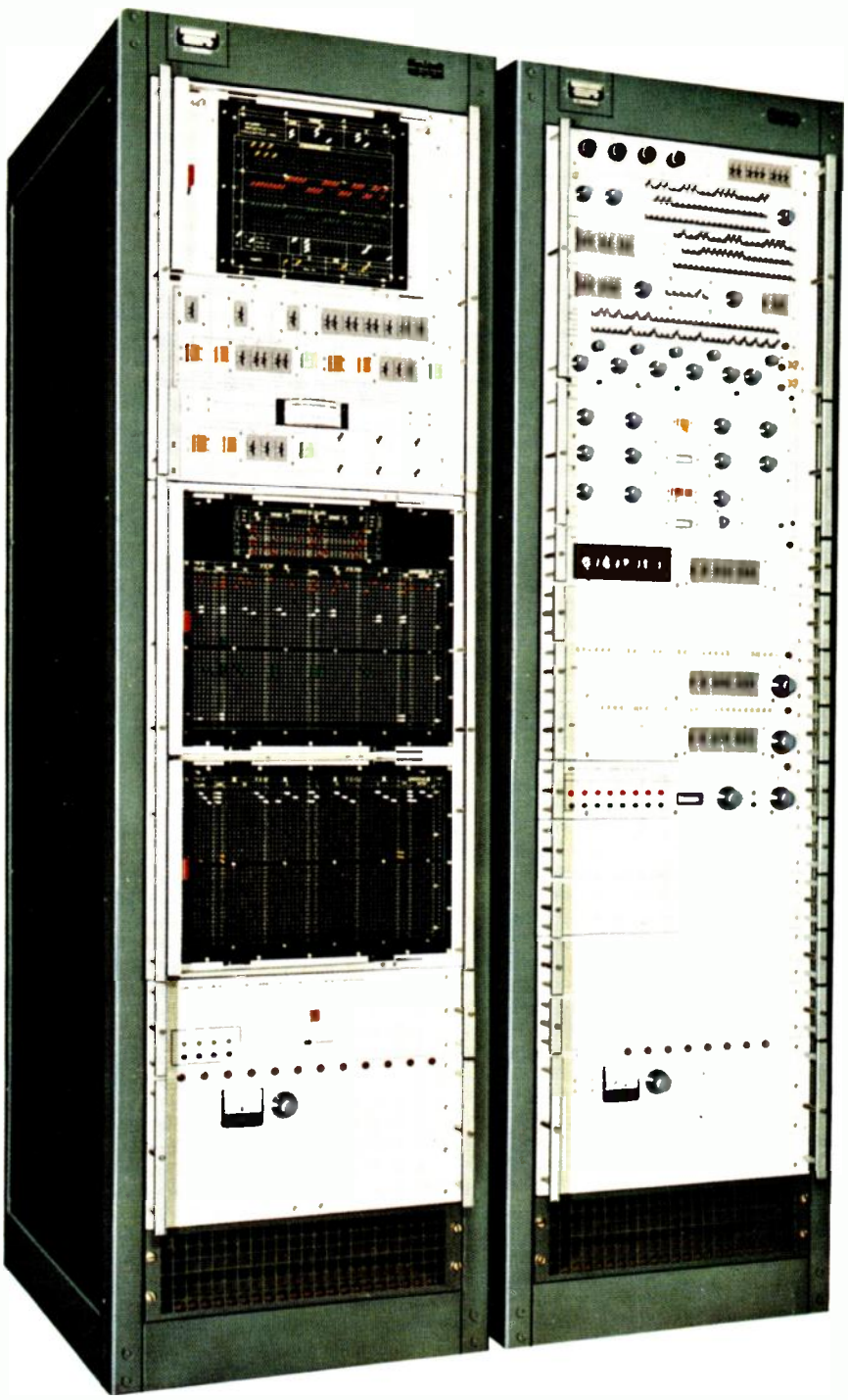
Le Directeur de la Publication : Georges Giniaux
Achevé d'imprimer le 13-11-67

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO
JAN 2 5 1968

47e ANNÉE - No 489
DÉCEMBRE 1967
PRIX : 8 F

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS
PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS



Le décommutateur PCM à seuil auto-adaptateur réalisé par CSF

■

• Les ferrites grenats, E. F. BERTAUT, R. PAUTHENET. — Ferrites et déphaseurs hyperfréquences, A. VASSILIEV, A. LAGRANGE, R. SROUSSI. — Déphaseurs à ferrites en hyperfréquences, G. PIRCHER, L. DUSSON.

• Largeurs spectrales des liaisons de télémesure PCM, J. DUPRAZ. — Conditionnement des messages de télémesure PCM, J. DUPRAZ, T.A. HAWKES. — Synchronisation de format de télémesures PCM, T. A. HAWKES. — Décommutateur Oedipe, P. ANGLADE, J. GIRAULT, T. A. HAWKES.

PERFECTION DE LA TECHNIQUE
•
ESTHÉTIQUE FONCTIONNELLE
•
GRANDE SOUPLESSE D'UTILISATION PAR SIGNALISATION COULEUR AUTOMATIQUE

nouveau générateur hyperfréquence wobulé

TYPE GH 300

à tiroirs interchangeables

0,4 GHz à 40 GHz

domenach

Ets GEFFROY & Cie
DOCTEUR - INGÉNIEUR - CONSTRUCTEUR
S. A. CAP. 7.160.000 F.

FERISOL

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER — 78 TRAPPES — TÉL. 923.08.00
TÉLEX : 25.705 — CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

DÉLÉGATION RÉGIONALE : 281, Rte D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - TÉL. 42.11.88

Exclusivité de la Publicité de l'Onde Electrique : R. Domenach. 161, Bd St-Germain, PARIS 6e — BAB. 41-97 et 41-98

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E.S.E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 68 F. — Étranger 78 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

Exclusivité :
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

*

Sur notre couverture

Le décommutateur PCM type G 5 de CSF.

Cet appareil utilise une nouvelle méthode d'acquisition de la synchronisation de cycle, de conception et de réalisation simples (seuil variable).

L'analyse aussi bien que les tests effectués montrent que les performances du synchronisateur à seuil autoadaptatif sont toujours meilleures que celles du synchronisateur conventionnel à seuil fixe même réglé au seuil optimum.

La sensibilité au bruit présent dans le message est réduite. L'absence de réglages manuels du nombre d'erreurs toléré augmente la sûreté et l'efficacité du fonctionnement du matériel (Brevet déposé).

C. S. F.
DIRECTION DE L'ÉLECTRONIQUE SPATIALE
Boîte postale n° 10 - 91-ORSAY
Tél. 928.47.20/57.20

47e année **Décembre 1967** 8 F

N° 489

SOMMAIRE

Les ferrites

Les ferrites grenats
E.F. BERTAUD et R. PAUTHENET 1357

Propriétés des ferrites utilisés dans les déphaseurs hyperfréquences
A. VASSILIEV, A. LAGRANGE, R. SROUSSI 1360

Déphaseurs digitaux à ferrites pour les hyperfréquences
G. PIRCHER et L. DUSSON 1368

Les télémesures P.C.M.

Les largeurs spectrales des liaisons de télémesure P.C.M.
J. DUPRAZ 1379

Conditionnement du message de télémesure P.C.M.
J. DUPRAZ et T.A. HAWKES 1392

Synchronisation de format des télémesures P.C.M.
T.A. HAWKES 1403

«Oedipe» décommutateur pour télémesures par impulsions codées
P. ANGLADE, J. GIRAULT et T.A. HAWKES 1414

Informations : Documentation technique et communiqués 1426

Table des matières 1438

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).
J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.
A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.
M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.
J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon.
Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon.
Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANGÉ, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.
Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes — M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.
Secrétaire. — M. J.M. PERSON Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.
Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — A. COUMES, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.
Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.
Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. — M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N.
Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.
Secrétaire. — M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. — M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.
Vice-Président. — M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques générales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. Cl. DUGAS	M. G. PARICARD
4	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroniques	M. F. DUMAT	M. J.-M. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enregistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et localisation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroniques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. R. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de questions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

. . . . . .

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Etre agréé par le bureau de la Société.

. . . . . .

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

. . . . . .

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Générale.

Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.

*Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique***.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F
ou	500 F
ou	1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

---

*Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

** Cette publication est la revue « *l'Onde Electrique* ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

FERRITES GRENATS ★ PROPRIÉTÉS CRISTALLOGRAPHIQUES ET MAGNÉTIQUES

LES FERRITES GRENATS, par E.F. BERTAUT et R. PAUTHENET. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1357 à 1359).

Après une revue historique de la découverte essentiellement française des grenats ferrimagnétiques des terres rares, on décrit les propriétés cristallographiques et magnétiques et l'on esquisse les applications dans la recherche fondamentale et dans la technologie moderne.

FERRITES ★ HYPERFRÉQUENCE ★ DÉPHASEURS

PROPRIÉTÉS DES FERRITES UTILISÉES DANS LES DÉPHASEURS HYPERFRÉQUENCES, par A. VASSILIEV, A. LAGRANGE et R. SROUSSI. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1360 à 1367).

Après un bref rappel des propriétés gyromagnétiques d'un milieu ferrite idéal, les auteurs prennent en considération la biréfringence du matériau en fonction du champ de polarisation statique appliqué. En particulier, ils examinent le cas où le matériau se trouve à l'état rémanent. La conclusion dégage les problèmes à résoudre pour suivre les exigences ou l'évolution des dispositifs déphaseurs à ferrites.

TÉLÉMESURES ★ MODULATION CODÉE PAR IMPULSION ★ CONDITIONNEMENT DES MESSAGES ★ SYNCHRONISATEUR DE BITS ★ DÉTECTION DE BITS

CONDITIONNEMENT DU MESSAGE DE TÉLÉMESURE PCM, par J. DUPRAZ et T.A. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1392 à 1402).

Dans cet exposé, on examine, du point de vue théorique, les circuits de détection, partie essentielle du conditionneur de bits d'un message PCM. On considère les cas de messages préfiltrés et non préfiltrés, codés en NRZ et biphase. Pour plusieurs méthodes de détection, on calcule les performances et on les compare pour différentes conditions d'opération.

DÉPHASEURS DIGITAUX ★ ANTENNE A BALAYAGE ÉLECTRONIQUE ★ RADIOÉLECTRONIQUE

DÉPHASEURS DIGITAUX A FERRITE POUR LES HYPERFRÉQUENCES, par P. PIRCHER et L. DUSSON. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1368 à 1378).

L'article concerne l'étude des propriétés des déphaseurs digitaux fonctionnant aux hyperfréquences.

Une analyse de leurs paramètres de construction est indiquée, en particulier ceux qui se rapportent à des propriétés spécifiques.

- *La géométrie qui influe sur la largeur de bande en fréquence.*
- *Le matériau et les dopages qui déterminent entre autres la tenue en puissance crête.*
- *Le courant de commande relié à la stabilité thermique.*

Des réalisations sont décrites avec les caractéristiques obtenues.

TÉLÉMESURES ★ SYNCHRONISATION

SYNCHRONISATION DE FORMAT DES TÉLÉMESURES PCM, par T.A. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1403 à 1413).

Dans cet article, l'auteur parle rapidement de la synchronisation de mots et insiste sur la synchronisation de cycles qui est plus importante. Il traite de la détection du code de synchronisation, sur sa vérification et le maintien du synchronisateur sur le code. Suivent quelques considérations sur le synchronisateur à seuil auto-variable.

L'article se termine par l'examen de la fenêtre permettant le rattrapage du glissement de quelques bits par cycle et la composition des codes les plus courants.

TÉLÉMESURES ★ MODULATION CODÉE PAR IMPULSIONS ★ LARGEURS SPECTRALES

LES LARGEURS SPECTRALES DES LIAISONS DE TÉLÉMESURE PCM, par J. DUPRAZ. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1379 à 1391).

L'article est consacré à l'étude des distributions spectrales de puissance des liaisons de télémesure utilisant la modulation codée par impulsions (PCM).

Dans la première partie, les spectres vidéo sont calculés pour les différentes formes d'ondes utilisées.

Dans la deuxième partie les spectres HF sont calculés dans le cas de la modulation de phase de la porteuse et d'une sous-porteuse. On compare plus particulièrement les modulations cohérentes et incohérentes.

TÉLÉMESURE PAR IMPULSIONS CODÉES ★ DÉCOMMUTATEUR SYNCHRONISATEUR PRIMAIRE ★ SYNCHRONISATEUR SECONDAIRE

« ŒDIPE », DÉCOMMUTATEUR POUR TÉLÉMESURES PAR IMPULSIONS CODÉES, par P. ANGLADE, J. GIRAULT et T.A. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1414 à 1425).

Cet article présente le Décommutateur P.C.M. « Œdipe » destiné au Centre d'Essais des Landes.

Après avoir décrit les organes essentiels de ce décommutateur universel et exposé les moyens originaux mis en œuvre pour traiter la synchronisation de cycle, les auteurs donnent un aperçu des organes périphériques utilisés pour assurer le traitement de l'information décommutée.

Des résultats expérimentaux relatifs aux performances de la synchronisation de format sont donnés en annexe.

SUMMARIES OF THE PAPERS

FERRIMAGNETIC GARNETS ★ CRYSTALLOGRAPHIC AND MAGNETIC PROPERTIES

FERRIMAGNETIC GARNETS, by E.F. BERTAUD and R. PAUTHENET. L'Onde Electrique, DEC (pp. 1357 to 1359).

After a short summary of the history of the discovery of the ferrimagnetic rare earth garnets which is essentially a French discovery, their crystallographic and magnetic properties are described and their applications in research and technology are sketched.

TELEMETRY ★ PULSE CODED MODULATION ★ MESSAGE CONDITIONING ★ BIT SYNCHRONIZER ★ BIT DETECTION

BIT CONDITIONING OF A PCM MESSAGE, by J. DUPRAZ and T. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1392 to 1402).

In this article we give a theoretical treatment of the detection circuits which constitute a vital part of a PCM bit conditioner. Starting with the matched filter, the two general cases of prefiltered and non-prefiltered messages are considered, both for NRZ and split phase coding. Mathematical expressions for obtainable performance are developed for several methods of detection, and comparisons of these performances are given for various operating conditions.

FERRITES ★ MICROWAVES ★ PHASE-SHIFTING TRANSFORMERS

PROPERTIES OF THE FERRITES USED IN MICROWAVE PHASE-SHIFTING TRANSFORMERS, by A. VASSILIEV, A. LAGRANGE and R. SROUSSI. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1360 to 1367).

After a brief review of the gyro-magnetic properties of an ideal ferrite medium, the authors discuss the birefringence of the material in conjunction with the applied field of static polarisation. In particular, they examine the case of the material being in a state of remanence. In conclusion, the problems to be solved in order to keep pace with the requirements and developments relating to ferrite dephasing devices are set out.

TELEMETRY ★ SYNCHRONISATION

SYNCHRONISATION OF THE FORM OF PCM TELEMETRY, by T.A. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1403 to 1413).

In this article the author discusses briefly the synchronisation of words and emphasises the greater importance of the synchronisation of cycles. He deals with the detection of the synchronisation code, its verification and the maintenance of the synchroniser on the code. This is followed by some observations on the self-adjusting threshold synchroniser.

The article concludes with an examination of the window permitting compensation for the slip of some bits during cycles, and the composition of the most general codes.

DIGITAL PHASE SHIFTERS ★ ELECTRONIC SCANNING ANTENNA ★ RADIOELECTRONICS

MICROWAVE FERRITE DIGITAL PHASE SHIFTERS, by G. PIRCHER and L. DUSSON. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1368 to 1378).

The paper deals with the studies of the microwave latch phase shifters properties.

Their construction is described and an analysis of the following parameter is given.

- The geometry and its influence on the frequency bandwith.
- The doped material griving the high level power properties.
- The driving current connected with the thermal stability, some phase shifters and their characteristics are described.

TELEMETRY ★ PULSE CODE MODULATION ★ DECOMMUTATOR BIT SYNCHRONIZER ★ GROUP SYNCHRONIZER

« ŒDIPE » PCM TELEMETRY DECOMMUTATOR, by P. ANGLADE, J. GIRAULT and T.A. HAWKES. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1414 to 1425).

This article presents the PCM Decommutator « Œdipe » which is to be installed at the missile launching range in Landes.

After a description of the basic units of this universal decommutation system, the authors explain the original solution instrumented for the frame synchronization function. This is completed by a brief discussion of the various peripheral units used in processing the decommutated information.

The results of a series of recent experimental tests of the frame synchronizer are given in an appendix.

TELEMETRY ★ PULSE CODED MODULATION ★ SPECTRAL DISTRIBUTION

SPECTRAL CHARACTERISTICS OF PCM TELEMETRY SIGNALS, by J. DUPRAZ. L'Onde Electrique, DEC 1967 (pp. 1379 to 1391).

This article is devoted to the analysis if the power spectral distributions of the PCM telemetry signals.

In the first part, the video spectra are calculated for the different waveforms utilized.

In the second part the HF spectra are calculated in the case of phase modulated carriers and subcarriers. More specificaly the coherent and uncoherent modulations are compared.

LES FERRITES GRENATS

PAR

E.F. BERTAUT et R. PAUTHENET

Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal,
CNRS — Grenoble

Rarement dans l'histoire du magnétisme, la découverte d'une combinaison chimique a suscité autant d'intérêt que celle des « grenats ferrimagnétiques » faite en France en 1955 et présentée dans un compte rendu à l'Académie des Sciences en janvier 1956 [1]. C'est pourquoi nous insistons ici un peu sur « l'histoire » qui, même en science, opère par de curieux détours.

En 1950, FORESTIER et GUIOT-GUILLAIN signalèrent un fort ferromagnétisme [2] dans les combinaisons obtenues par le chauffage de quantités équimoléculaires de Fe_2O_3 et d'oxydes T_2O_3 dans lesquels T désigne l'yttrium ou l'une des terres rares, Nd, Pr, Sm, Er ; ils assignèrent à ces combinaisons la formule $T\,FeO_3$. A cause des très curieuses propriétés signalées, telles que la présence de deux températures de Curie, leurs études furent reprises au Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Métal, tant au point de vue cristallographique que magnétique, dès 1952. L'appartenance des corps $T\,FeO_3$ à la famille des pérovskites éveilla même l'espoir que les composés pourraient, de plus, présenter des propriétés ferroélectriques à l'instar de la pérovskite $BaTiO_3$. L'un des auteurs (EFB) fut même envoyé aux USA pour étudier la ferroélectricité. L'espoir fut fallacieux, car les composés pérovskites $T\,FeO_3$, doués d'un centre de symétrie, ne sont pas ferroélectriques.

Un fait nouveau se produisit alors en 1954, lorsque NÉEL proposa une interprétation qualitative des propriétés magnétiques de ces composés [3] sur l'hypothèse que le réseau principal était décomposé en un sous-réseau ferrimagnétique d'ions fer, faiblement couplé à un sous-réseau paramagnétique d'ions terre rare. Dès cet instant, l'idée germait que le réseau du fer dans la structure pérovskite pouvait, à la rigueur, être le siège d'un faible ferromagnétisme, comme celui observé dans l'hématite α-Fe_2O_3, mais qu'il ne pouvait donner lieu, en aucun cas, à un fort ferrimagnétisme ; de plus, certaines propriétés magnétiques, comme par exemple la saturation, variaient fortement d'une préparation à l'autre des composés « $TFeO_3$ ».

BERTAUT et FORRAT, aidés par Mlle MŒSCH, entreprirent alors l'exploration systématique du diagramme « oxyde de gadolinium-oxyde de fer » ; ils mettaient en évidence, en mai 1955, un composé cubique nouveau, de formule approchée 1,7 $Fe_2O_3 \cdot Gd_2O_3$, ayant un diagramme cristallographique de poudre entièrement différent de celui de $Fe_2O_3 \cdot Gd_2O_3$. Détail amusant, le composé a paru décevant au premier abord, car son ferrimagnétisme à la température

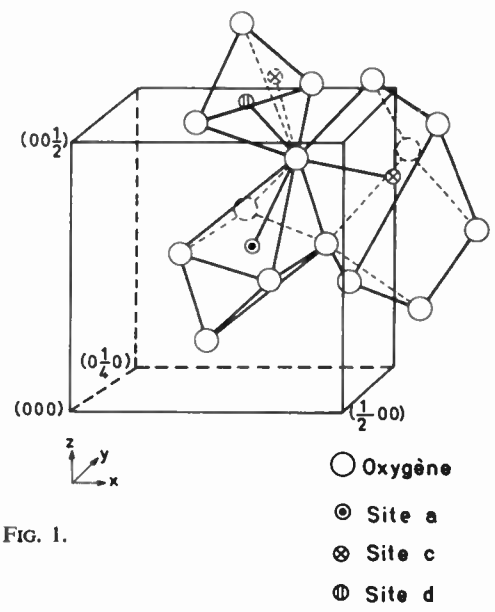


FIG. 1.

ambiante était bien faible à cause de la proximité d'une température de compensation (1). Ce n'est qu'après la synthèse d'autres composés de même formule contenant de l'erbium et notamment de l'yttrium à la place du gadolinium, qu'il fut évident que la piste était bonne. La recherche de la structure fut alors reprise avec un enthousiasme mitigé par le fait que l'on ne disposait pas de monocristaux. Aidé par les règles d'extinction, on parvenait à établir le groupe cristallographique I a 3 d, à préciser la formule globale $Fe_5\ T_3\ O_{12}$, à fixer le nombre de 8 unités de formule dans la maille et enfin à positionner tous les atomes. C'est ainsi (figure 1) que la maille contient 16 atomes Fe trivalent (site 16*a*) dans des octaèdres d'oxygène, 24 atomes Fe trivalent (site 24*d*) dans des tétraèdes d'oxygène et enfin 24 atomes T dans un environnement presque cubique ; les atomes O sont positionnés dans les sites 96 *h*.

Il apparut ainsi que l'on avait à faire non seulement à un cas de ferrimagnétisme, mais au cas du ferrimagnétisme à l'état pur (2) de deux sous-réseaux non équivalents de fer trivalent remplissant exactement les conditions prévues par NÉEL. On remarqua de plus, que le phénomène de superéchange Fe (tétraédrique)-O-Fe (octaédrique) se retrouve avec approximativement les mêmes angles Fe-O-Fe et les mêmes distances interatomiques que dans les ferrites spinelles.

On chercha d'autres composés dans le groupe cristallographique Ia 3 d, qui, parmi les 230 groupes d'espace, porte le numéro 230. On découvrit que la nature avait, pour ainsi dire, pré-figuré la structure dans les pierres précieuses naturelles connues sous le nom de grenats. Ce sont les silicates de formule $A_3B_2(SiO_4)_3$; ici A est un élément bivalent tel que Mg, Fe, Mn, Ca ; B est un élément trivalent tel que Al, Fe. La correspondance cristallographique devient claire dans le diagramme suivant qui compare le ferrite grenat de gadolinium au silicate naturel, l'andradite. Dès ce moment, s'ouvraient des perspectives de synthèse de beaucoup d'autres grenats par des substitutions nombreuses dans les sites de la terre rare et dans les deux sites du fer ; les grenats de gallium et d'aluminium sont des exemples.

TABLEAU

Correspondance entre des grenats naturel et synthétique

Andradite	Ca_3^{2+}	Fe_2^{3+}	Si_3^{2+}	O_{12}
	Sites 16*c*	Sites 16*a*	Sites 16*d*	Sites 96*h*
Ferrite grenat	Gd_3^{3+}	Fe_2^{3+}	Fe_3^{3+}	O_{12}

Lorsque, dans le ferrite $Fe_5T_3O_{12}$, T représente un ion non magnétique, comme l'yttrium ou le lutétium, le ferrite se sature aisément à toute température, alors que pour les ferrites dans lesquels T est une terre rare magnétique, la variation isotherme de l'aimantation M avec le champ magnétique H est de la forme $M = M_s + \chi H$, indiquant la superposition d'un terme ferromagnétique d'aimantation spontanée M_s et d'un terme à caractère paramagnétique de susceptibilité χ [4]. La variation thermique de l'aimantation spontanée des ferrites d'yttrium et de lutétium (fig. 2) est analogue à celle observée sur le fer ou le nickel ; par contre, pour les autres ferrites, l'aimantation spontanée commence par décroître rapidement

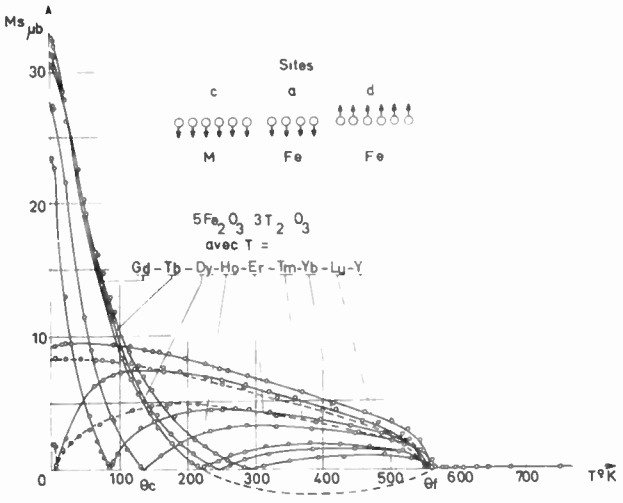


FIG. 2.

lorsque la température croît, s'annule à une température de compensation magnétique θ_c, réapparaît puis s'annule définitivement au point de Curie θ_f. Cette allure de courbe est caractéristique du ferrimagnétisme : entre les moments des sous-réseaux *a* et *d*, existent de fortes interactions négatives qui orientent antiparallèlement les moments des ions fer des sites 16*a* et 24*d* ; sous l'influence d'interactions *c*-*d*, plus faibles que les précédentes, l'assemblage ferrimagnétique des ions fer oriente les ions terre rare en sens inverse de sa propre aimantation résultante. Lorsque l'ion terre rare n'est pas magnétique, on a à faire à un ferrimagnétisme normal avec les mêmes ions magnétiques sur chacun des deux sous-réseaux ; lorsque l'ion terre rare est magnétique, on a un ferrimagnétisme à trois sous-réseaux ; dans ce cas, l'aimantation spontanée de l'ion terre rare décroît avec la température plus rapidement que l'aimantation résultante des ions fer, ce qui entraîne l'apparition d'une température de compensation pour laquelle les deux aimantations ci-dessus sont égales et de signes contraires. L'étude de la structure magnétique du ferrite d'yttrium par diffraction neutronique [5] a permis de vérifier ce modèle ferrimagnétique.

Les ferrites grenats se sont révélés avoir des propriétés nombreuses et importantes, aussi bien sur le plan fondamental que sur celui des applications. Sur le plan fondamental, ils constituent une illustration importante de la théorie du ferrimagnétisme de NÉEL ; toutes les amplitudes des interactions d'échange entre ions peuvent être déterminées, les variations thermiques des aimantations spontanées sur chaque site

(1) D'ailleurs signalée par PAUTHENET et BLUM mais sur une préparation de « Gd Fe O_3 ».

(2) Rappelons que dans les ferrites spinelles tels que $Fe_2Ni\ O_4$, les sites tétraédriques *A* seuls sont « purs », c'est-à-dire occupés par une seule sorte d'atomes alors que Fe^{3+} et Ni^{2+} coexistent sur les sites octaédriques *B*.

peuvent être calculées ainsi que celle de la susceptibilité paramagnétique. La diffraction neutronique a mis en évidence un ordre non colinéaire des moments des ions terre rare aux basses températures. L'effet sur l'ion terre rare du champ cristallin des ions oxygène voisins a été calculé théoriquement dans un certain nombre de cas ; les niveaux d'énergie perturbés ont été étudiés expérimentalement par spectroscopie infra-rouge. Les monocristaux de ferrite d'yttrium présentent la plus fine largeur de raie connue de résonance ferromagnétique ; elle peut être altérée par des effets de surface, perturbée par des phénomènes de relaxation ou des effets non linéaires. Le bon comportement des ferrites grenats aux hyperfréquences leur ouvre un large domaine d'applications du côté des composants non réciproques, ou bien comme limiteurs de puissance, filtres, générateurs d'harmoniques etc. Des plaquettes monocristallines de ferrites grenat, d'environ 20 μ d'épaisseur, sont transparentes à la lumière visible ; les domaines de Weiss peuvent être mis en évidence en analysant un faisceau transmis de lumière polarisée ; une modulation de l'aimantation d'un domaine entraîne une modulation de la lumière ; un changement de signe de l'aimantation dans un domaine, par exemple au passage par la température de compensation, change la polarisation du faisceau transmis, ce qui permet de réaliser une mémoire optique commandée par des effets thermiques. L'aluminate d'yttrium est particulièrement adapté pour réaliser des lasers fonctionnant en régime continu.

Il y aurait encore d'autres applications à citer, et chaque année en voit apparaître de nouvelles. Ces ferrites sont devenus si célèbres que, et bien qu'ils aient été découverts en France, on les connaît internationalement par les abréviations anglaises de leurs noms : YIG par exemple, pour désigner le grenat ferrite d'yttrium.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Bertaut E.F., Forrat F. — *C.R. Acad. Sci.*, *242*, 1956, p. 382.

[2] Forestier H., Guiot-Guillain G. — *C.R. Acad. Sci.*, *230*, 1950, p. 1844.

[3] Néel L. — *C.R. Acad. Sci.*, *239*, 1954, p. 8.

[4] Pauthenet R. — *C.R. Acad. Sci.*, *242*, 1956, p. 1859.

[5] Bertaut E.F., Forrat F., Herpin A., Meriel P. — *C.R. Acad. Sci.*, *243*, 1956, p. 898.

PROPRIÉTÉS DES FERRITES UTILISÉES DANS LES DÉPHASEURS POUR HYPERFRÉQUENCES

PAR

A. VASSILIEV — *Dr ès Sciences Ph, Ing. ESE-R*

A. LAGRANGE — *Dr 3e cycle*

R. SROUSSI — *Ing. ESE*

Compagnie générale de Télégraphie sans Fil — CSF — Puteaux

1. Objet

L'exposé concerne les matériaux ferrites destinés aux déphaseurs pour hyperfréquences qui sont traités dans l'article de MM. PIRCHER et DUSSON, qui suit immédiatement cet exposé.

2. Généralités

Le déphasage des ondes UHF par les ferrites repose sur la gyrorésonance du moment magnétique électronique dans un champ magnétique UHF, en présence d'un champ magnétique statique de polarisation.

Le phénomène est rappelé en se reportant au cas idéal d'un milieu ferrimagnétique saturé et infini, à pertes diélectriques tg δ_ϵ négligeables. Un tel milieu possède un moment magnétique à saturation M_S apparaissant sous l'effet d'un champ statique de polarisation H_0. On suppose que le champ magnétique h_{UHF} de fréquence angulaire $\omega = 2\pi F$, est partout uniforme et orthogonal à H_0. Dans ces conditions, l'équation du mouvement de M_S est donnée par :

$$\frac{\overrightarrow{dM_s}}{dt} = \gamma \overrightarrow{M_s} \Lambda \overrightarrow{H_0} + \overrightarrow{A} \qquad (1)$$

γ est le rapport gyromagnétique,

A représente un terme « amortissement ».

Un calcul bien connu [1] permet de définir une perméabilité matricielle, complexe :

$$\|\mu\|^* = \frac{b_{UHF}}{h_{UHF}} \qquad (2)$$

tenant compte des « pertes » représentées par le terme amortissement A.

On démontre aisément que si h_{UHF} est décomposé en deux composantes à polarisation circulaire, de signes opposés : h_+ et h_-, situées dans un plan orthogonal à H_0, on peut définir les perméabilités scalaires :

$$\mu_+^* = \frac{b_+}{h_+}\,, \qquad \mu_-^* = \frac{b_-}{h_-}\,. \qquad (3)$$

Les quatre termes des expressions (3) définissent complètement $\|\mu\|$.

On montre que, dans le cas idéal :

$$\mu_-'' \sim 0, \qquad \mu_-' \sim 1 \qquad (4)$$

Donc (3) se réduit à la première équation, les deux termes étant représentés (fig. 1) en fonction de H_0

à une fréquence donnée $F = \omega/2\pi$. ΔH est la largeur de la raie de résonance définie par les deux points correspondant à $\frac{1}{2}\mu''_{max}$. Le champ magnétique H'_0 correspondant à μ''_{max} est le champ de résonance donné par :

$$\omega_r = \gamma H'_0 \ . \qquad (5)$$

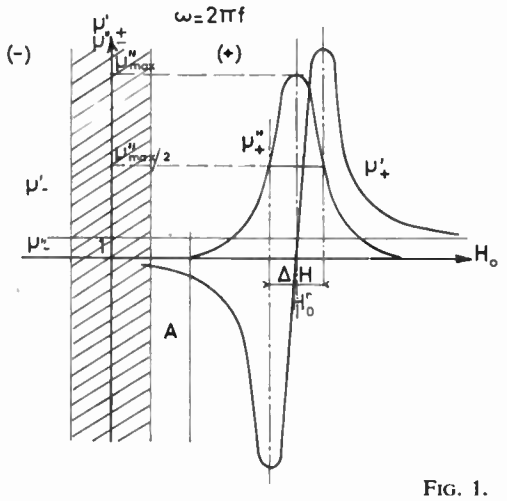


FIG. 1.

On remarquera que la seule donnée de μ'_+ ou de μ''_+ suffit car le phénomène étant dû à une résonance, on passe de l'un de ces termes à l'autre, grâce aux transformations de Kramers-Krönig bien connues [2]. Dans le cas où $\Delta H = 2/\gamma\tau$, τ étant un temps de relaxation, le terme phénoménologique A peut être celui de Landau-Lifschitz ou bien de Bloch-Bloembergen. On calcule alors μ'_+ ; μ'_- ; μ''_+ et μ''_-.

On obtient ainsi une correspondance biunivoque :

$$(\mu'_+ \ ; \ \mu'_- \ ; \ \mu''_+ \ ; \ \mu''_-) \rightleftarrows (4\pi M_s, \omega, H_0, \Delta H) \ . \qquad (6)$$

3. Milieu ferrite réel

Le milieu réel ne sera pas infini et la résonance sera donnée par une expression plus complexe que (5) (voir ci-après), faisant intervenir $4\pi M_S$.

Cependant, l'allure du phénomène reste la même que ci-dessus.

Les ferrites réels sont, dans le cas d'emploi envisagé, des matériaux polycristallins. Or, il est bien connu que chaque cristallite présente une anisotropie magnétocristalline caractérisée ici par une « constante » d'anisotropie du premier ordre K_1. Un autre terme : la magnétostriction à saturation moyenne λ_S, est mesurée sur le matériau polycristallin. D'autre part, la substance réelle contient, en général, une proportion faible mais non négligeable de pores, à la surface desquels apparaissent des « charges » magnétiques statiques, créant des champs démagnétisants locaux.

De ce fait, à l'intérieur du matériau existera un champ magnétique global équivalent, isotrope, dit « interne », intervenant à la fois dans l'apparition de pertes magnétiques aux faibles valeurs de H_0 et dans l'élargissement de ΔH.

Lorsque : $$\omega > \gamma H_i \qquad (7)$$

et $$H_i \leqslant 4\pi M_s + \left|\frac{2K_1}{M_s}\right| + H(\lambda_s) \qquad (8)$$

μ''_+ est représenté par la courbe A (fig. 2).

Lorsque $\omega < \gamma H_i$, μ''_+ est représenté par la courbe B″, des pertes apparaissent aux faibles valeurs de H_0. Elles sont négligeables dans une plage B. Lorsque $\omega \ll \gamma H_i$, la courbe $C'' = \mu''_+ (H_0)$ (fig. 2) ne présente même plus de « plage de faibles pertes magnétiques », telle que B de la courbe B″.

Les « perméabilités » μ'_+ sont représentées sur la même figure (courbe A′, B′, C′).

Si l'on se rappelle que $\mu'_- \sim 1$, il apparaît donc que :

a) Dans les cas A′, B′ et C′ (fig. 2), pour

$$H_0 > H'_0 \ , \ \mu'_+ > 1.$$

Par conséquent, il y a biréfringence. Il y a là une première possibilité pour réaliser un déphasage.

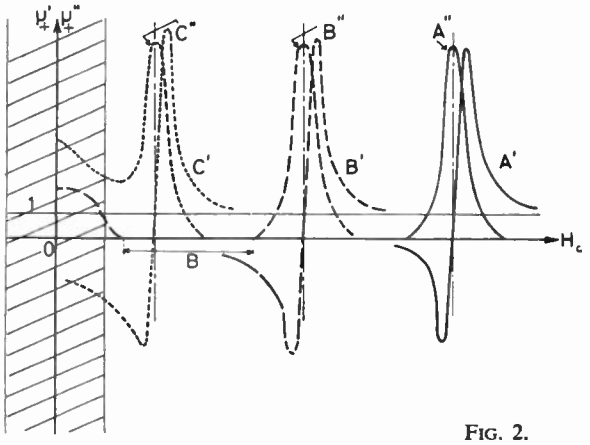


FIG. 2.

b) Dans les cas des courbes A′ et B′, pour

$$H_0 < H_{0r} \ , \ \mu'_+ \ll 1.$$

Il y a également biréfringence puisque $\mu'_{(-)} \sim 1$, donc possibilité de déphasage.

Le premier cas, est utilisé surtout pour

$$F < 1\,500 \text{ MHz}.$$

Le seul obstacle aux fréquences supérieures est constitué par la valeur élevée du champ H_0.

Tous les déphaseurs basés sur ces phénomènes peuvent fonctionner en régime statique ou bien « dynamique » avec une puissance de commande dépendant de la structure et du principe du dispositif.

4. Dynamique des milieux ferrimagnétiques non saturés

4.1. Rappel des éléments classiques

Les propriétés classiques des matériaux ferrimagnétiques non saturés sont dues aux déplacements de « parois de Bloch » et aux « rotations » des « domaines de Weiss ». A l'état désaimanté, l'aimantation macroscopique est nulle :

$$J \equiv 0 \Longrightarrow (B \equiv 0). \tag{9}$$

Lorsque l'on applique un champ H_0, d'origine extérieure, il apparaît une aimantation $J_0 = f(H_0)$. La variation de $J_0 = f(H_0)$, en partant de l'état $J = 0$ $(H_0 = 0)$, est représentée par la courbe de première aimantation a (fig. 3). Lorsque H_0 varie

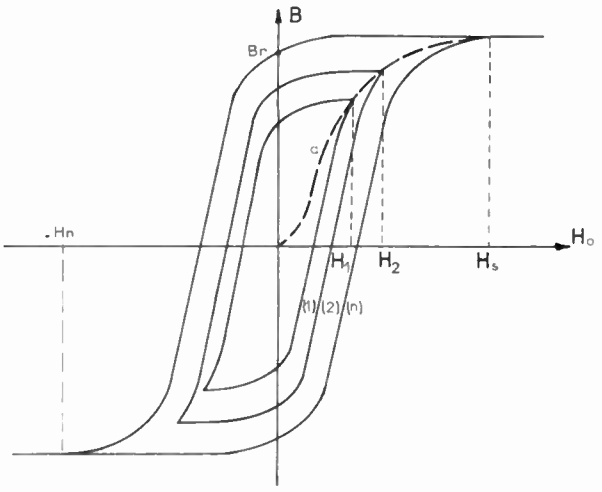


Fig. 3.

périodiquement, de $(-H_1$ à $+H_1)$, $(-H_2$ à $+H_2)$, etc., avec $H_1 < H_2 < \ldots < H_n$, on obtient une famille de cycles d'hystérésis (1), (2), (n). Le « cycle saturé » est obtenu pour toutes valeurs de l'amplitude de H_0 supérieures à H_S (champ de saturation technique), ce qui est intéressant pour la réalisation de déphaseurs à faible énergie de commande.

Nous ne développerons ici aucun calcul détaillé. Nous essaierons simplement de donner un aperçu de la question, basé sur un raisonnement physique schématisé.

Considérons une substance ferrimagnétique polycristalline formée de grains distincts soudés entre eux par des zones de jonction. L'aspect d'une telle « structure granulaire » est connu.

Soit M_S, le moment à saturation macroscopique. Celui d'un domaine de Weiss, de volume v_i, étant M_{Si}, on a :

$$\overrightarrow{M_{s_i}} = \frac{\overrightarrow{M_{s_i}}}{|M_{s_i}|} |M_s| v_i \,. \tag{10}$$

A l'état désaimanté :

$$M_s = \sum_i \overrightarrow{M_{s_i}} = 0 \,. \tag{11}$$

L'ensemble des « domaines » et l'ensemble des « parois » de la substance se répartissent spontanément de telle sorte que la condition ci-dessus corresponde à un minimum d'énergie.

4.2. Perméabilité aux champs UHF de matériaux non saturés

Soit une pièce toroïdale d'une substance ferrite désaimantée, disposée contre un court-circuit d'une ligne coaxiale.

On définit par la mesure une perméabilité initiale complexe :

$$\mu_i^* = \mu_i' - j\mu_i'' \tag{12}$$

qui n'est, en réalité, scalaire que dans des conditions précisées ci-après.

Les valeurs de μ_i' et μ_i'' varient en fonction de la fréquence. La figure 4 donne l'allure de ces variations pour un ferrite à base d'ions lithium.

La zone a (fig. 4) est expliquée par une relaxation des parois de Bloch. De ce fait, $\mu_i' \geqslant 1$. Or, dans beaucoup de cas, en particulier pour le matériau cité, μ_i' peut devenir inférieur à 1 et, après passage par un minimum, rejoindre la valeur 1 à des fréquences beaucoup plus élevées.

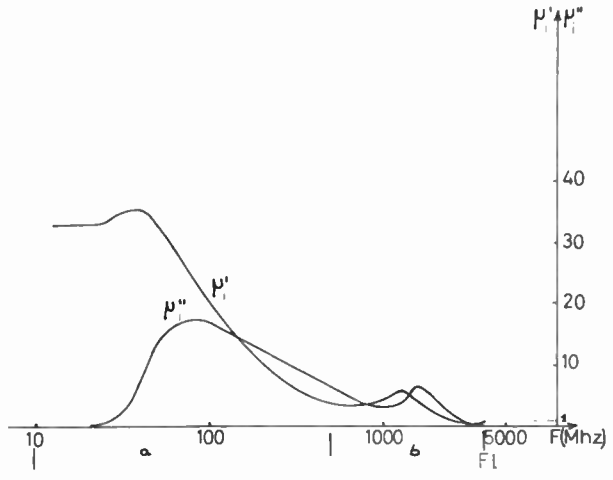


Fig. 4.

On observe souvent dans cette zone b, un maximum local de μ_i'' attribué à une gyrorésonance du moment M_S dans le « champ interne » H_i.

4.2.1. *L'anisotropie magnétocristalline*

Par définition, K_1 représente l'énergie qu'il faut dépenser pour amener le moment magnétique de 1 cm³ de monocristal monodomaine depuis la direction de « facile aimantation » à la direction de « difficile

aimantation ». Dans les substances magnétiques à structure cubique, ces deux types de directions sont, soit les arêtes du cube (6 directions avec $K_1 > 0$), soit les « diagonales » du cube (8 directions avec $K_1 < 0$). C'est le cas des matériaux nous intéressant ici : ferrites à structure spinelle et ferrites à structure grenat.

On rappellera que le terme « constante d'anisotropie » n'est pas très heureux car K_1 varie notamment en fonction de la température.

4.2.2. *Champ d'anisotropie*

On démontre que lorsque le moment $\vec{m_i}$ d'un monocristal saturé et isolé est écarté d'un petit angle α de l'axe de facile aimantation, l'anisotropie exerce sur lui une force de rappel équivalente à un champ H_{an} de valeur :

$$H_{an} = \left|\frac{2K_1}{M_s}\right| . \qquad (13)$$

Par conséquent H_{an} est un équivalent énergétique d'un champ magnétique et ne représente pas un champ magnétique conventionnel.

Cependant, tous les moments m_i ne sont pas forcément parallèles à l'axe de facile aimantation lorsque la relation (11) est satisfaite. Dans ces conditions, le champ d'anisotropie H_{an} sera variable d'un domaine à un autre. En utilisant une fonction de répartition convenable, on peut calculer $\overrightarrow{H_{an}}$ moyen à partir des divers H^i_{an}.

Avec les éléments des paragraphes 4.2.1 et 4.2.2 on interprète les courbes de μ_i' et μ_i'' des ferrites du type manganèse-magnésie ou de lithium substitué à l'aluminium (fig. 4). La zone b est limitée aux fréquences élevées, par $\mu_i'' \neq 0$ ce qui correspond dans certains cas à :

$$F_L = \frac{\gamma}{2\pi} 4\pi M_s . \qquad (14)$$

Un maximum de μ_i'' est parfois détecté vers les valeurs de F voisines de :

$$F_m = \gamma \left|\frac{2K_1}{M_s}\right| . \qquad (15)$$

4.3. Cas limite

La figure 5 donne un cas extrême trouvé notamment en relevant μ_i' et μ_i'' d'un grenat d'yttrium-gadolinium correspondant à la formule chimique :

$$3\,[0{,}1\ Y_2O_3\,;\ 0{,}9\ Gd_2O_3],\ 5\ Fe_2O_3 \qquad (16)$$

pour lequel $\gamma 4\pi M_s = 800$ MHz à 20 °C. (17)

Or, la valeur mesurée de F_L est

$$F_L = 4\,000 \text{ MHz environ.}$$

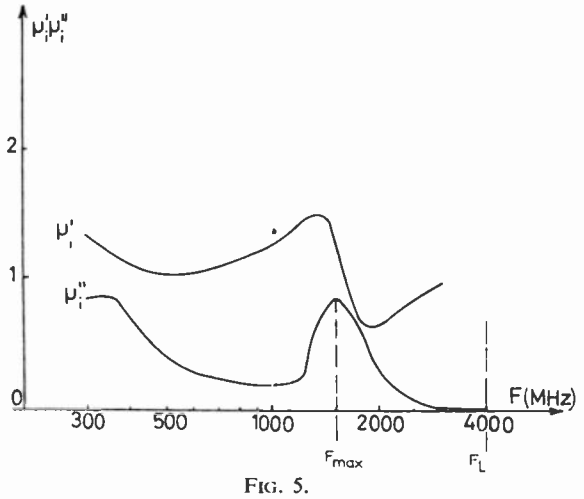


FIG. 5.

Dans ce cas, F_L ne peut pas être dû à la gyrorésonance dans les champs démagnétisants internes puisque $F_L \sim 5\gamma 4\pi M_S$. Or, la fréquence correspondant au maximum de μ_i'' paraît coïncider avec une valeur raisonnablement estimée du champ d'anisotropie :

$$F_{max}(\text{mesurée}) = 1\,680 \text{ MHz} \qquad (19)$$

ce qui entraîne $K_1 \simeq 4 \cdot 10^3$ erg/cm³. Cette valeur est très voisine de celle mesurée sur un monocristal de $3Gd_2O_3$; $5Fe_2O_3$ [3].

On démontre ainsi que la zone de dispersion b (fig. 4) peut être due : aux champs démagnétisants internes de porosité, aux champs dipolaires des parois bloquées excitées aux UHF, au champ d'anisotropie H_{an}, soit à l'ensemble, suivant les valeurs de $4\pi M_S$ et de K_1. Ces « champs » ne s'additionneront pas nécessairement dans le cas général, et il n'est pas exclu qu'ils puissent intervenir séparément.

4.4. Action d'un champ magnétique $\vec{H_0}$ appliqué

Soit le dispositif coaxial de mesure évoqué ci-dessus avec un tore de ferrite contre le court-circuit. Appliquons au tore, un champ statique H_0 parallèle à l'axe du guide coaxial, donc perpendiculaire au champ magnétique UHF. Le tore étant relativement plat, (ép. = 2 mm, $\phi_{ex} = 14{,}7$ mm, $\phi_{in} = 5$ mm), le champ démagnétisant statique sera voisin de $4\pi J$ et opposé à H_0 (J = aimantation) pour prendre la valeur limite $4\pi J_S$ pour H_0 suffisamment grand.

Le champ statique effectif H_{eff} dans le tore sera :

$$H_{eff} = H_0 - 4\pi J. \qquad (20)$$

Si l'on suppose que le champ magnétique UHF de pulsation ω excite une résonance gyromagnétique, on admet de ce fait que les spins électroniques entrant en gyrorésonance, sont soumis à un champ de résonance réellement agissant :

$$H_r = \frac{\omega}{\gamma} . \qquad (21)$$

La gyrorésonance est caractérisée par une variation de μ_i' en forme de « S » et de μ_i'' présentant un maximum sensiblement voisin du point d'inflexion du « S ».

Supposons que $H_{eff} = H_0 - NM$ passe de 0 à M_S et de M_S à 0 (N est le facteur démagnétisant). Le circuit magnétique fermé ($N = 0$) est au rémanent B_r (fig. 3). L'énergie d'anisotropie n'étant plus contrecarrée par l'énergie des parois, les grains étant pratiquement devenus des monodomaines, leurs moments m_i se rapprochent (lorsque $H_0 \to 0$) de l'une des directions de facile aimantation les plus voisines de la direction de H_{eff}. Etant donné que $K_1 < 0$ pour la plupart des matériaux utilisés aux UHF, il y a 8 directions privilégiées. Par conséquent, il existera pour tout $\vec{M_i}$ une telle direction dans un cône d'angle solide $4\pi/8 = \pi/2$.

Un calcul aisé permet de déterminer un facteur de rectangularité :

$$R_\infty = \frac{M_r}{M_s^\infty} \# 0{,}87 \ . \tag{22}$$

Or, M_s^∞ n'est atteint que dans des champs appliqués très élevés.

On définit également un coefficient de rectangularité :

$$R = \frac{M_r}{M(H_{eff} = 25 \text{ Oe})} \tag{23}$$

Or, $M_s^\infty > M_s(H_{eff} = 25 \text{ Oe})$, par conséquent $R > 0{,}87$. On peut obtenir des matériaux ayant des valeurs de $R \sim 0{,}95$.

Dans de tels ferrites à cycle d'hystérésis « rectangulaire », la grande majorité des parois disparaît dès que le champ statique effectif dépasse légèrement la valeur $H_{an} \gg H_{\lambda s}$ et où la matière est au rémanent M_r. Lorsque H_{eff} croît au-delà de H_c, le cône ci-dessus se rétrécit du fait de la « rotation des domaines », les moments tendant à être parallèles lorsque $H_{eff} \to \infty$.

En se rappelant que les valeurs des champs d'anisotropie H_{an} sont assez groupés lorsque $M \simeq M_r$ il est évident que pour $H_{eff} \gg H_c$, $(M \to M_s^\infty)$ on observe une répartition plus dispersée des valeurs de $H_{an(i)}$ ce qui justifie la variation de ΔH avec la fréquence de la mesure.

4.5. Biréfringence du ferrite pour $H \# 0$

Considérons une substance à cycle d'hystérésis rectangulaire dans laquelle existe un champ de polarisation effectif $H_{eff} \# H_c$, c'est-à-dire tout juste suffisant pour éliminer la majorité des parois de Bloch.

Pour la commodité du raisonnement, supposons que les cristallites soient pratiquement monodomaines et que leurs moments m_i ne soient soumis qu'au champ d'anisotropie suivant l'une des directions privilégiées la plus voisine de H_{eff}. Dans ces conditions, sous l'effet d'un champ magnétique UHF h_+ de pulsation $\omega_0 = 2\pi F_0$ et polarisé circulairement dans le plan orthogonal à H_{eff}, les moments entreront en gyrorésonance.

Supposons que la pièce en ferrite constitue un circuit magnétique fermé vis-à-vis de H_{eff}, on aura $N = 0$ et les moments des grains seront soumis au champ d'anisotropie $2K_1/M_s$ seul, répartis dans un cône d'angle solide de $\pi/2$. On peut donc appliquer à chaque grain les relations donnant χ'_+, χ'_-, $\chi''_+ \chi''_-$ d'après le calcul de Bloch-Bloembergen [4] en supposant les grains sphériques et indépendants, assemblés en un milieu ferrite infini.

Puisque, par hypothèse, $\gamma 2K_1/M_S$ et $\gamma 4\pi M_S$ sont inférieurs à la fréquence de l'utilisation :

$$\chi''_+ \simeq 0 \quad \chi''_- \simeq 0 \ . \tag{24}$$

En prenant la relation bien connue :

$$\chi'_\pm = \frac{\omega_M(\omega_0 \mp \omega)}{(\omega_0 \mp \omega)^2 + \frac{1}{\tau^2}} \tag{25}$$

avec $$\frac{1}{\tau} = \frac{\gamma \Delta H}{2}$$

où τ est le temps de relaxation et ΔH la largeur de la raie de résonance « intrinsèque » du monocristal saturé pour $h+$ très faible, relation dans laquelle on a posé :

$$\omega_M = \gamma 4\pi M_S$$

et $$\omega = \gamma H_r$$

$$\omega_0 = \gamma H_0 ,$$

on obtient alors :

$$\chi'_+ = \frac{4\pi M_s}{H_0 - H_r}$$

$$\chi'_- = \frac{4\pi M_s}{H_0 + H_r} , \tag{26}$$

en supposant $$\frac{1}{\tau^2} \ll (\omega_0 \mp \omega)^2 \ .$$

D'où il résulte qu'à l'état rémanent, on a :

$$\chi'_+ = \frac{4\pi M_r}{H_{an} - H_r}$$

$$\chi'_- = \frac{4\pi M_r}{H_{an} + H_r} \tag{27}$$

ce qui veut dire que pour $H_{eff} = 0$ les moments groupés dans le cône mentionné ci-dessus sont soumis, en *régime dynamique*, à un champ statique équivalent :

$$H_{an} = \frac{2K_1}{M_s} ,$$

Dans ces conditions, si l'on définit une valeur relative de la biréfringence $|\chi'_+ - \chi'_-|$; on trouve :

$$|\chi'_+ - \chi'_-| = 4\pi M_r \left| \frac{1}{H_{an} - H_r} - \frac{1}{H_{an} + H_r} \right| = \frac{8\pi M_r}{H_r} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{H_{an}}{H_r}\right)^2} \right] \quad (28)$$

Exemple :

$$F = 10^4 \text{ MHz} \quad H_r = 3\,300 \text{ Oe}$$

$$4\pi M_S = 2\,300 \text{ uem CGS}$$

Dans les cas courants $H_{an} \leqslant 300$ Oe.

D'où :

$$\frac{1}{1 - \left(\frac{H_{an}}{H_r}\right)^2} \sim 1{,}01 \ . \quad (29)$$

Par conséquent, en reprenant $\mu = 1 + 4\pi\chi$, ce qui est plus commode pour les radioélectriciens :

$$|\mu'_+ - \mu'_-| \simeq 32\pi^2 \frac{M_r}{H_r} \ . \quad (30)$$

Il en résulte au total que, dans le cas envisagé (cycle d'hystérésis rectangulaire) :

$$4\pi M_S < F,\ H_r > 4\pi M_S \gg \frac{2K_1}{M_S}$$

et $\frac{H\lambda_S}{H_{an}} \sim 0$, tg $\delta\varepsilon \sim 0$, ΔH petit, H_c petit :

$$|\chi'_+ - \chi'_-| \sim \frac{8\pi M_r}{H_r} \sim 2\frac{B_r}{H_r} \ . \quad (31)$$

En conclusion, la biréfringence est, dans ce cas, proportionnelle à B_r/H_r indépendamment, en première approximation, de la valeur de H_{an}.

D'autre part, on a sous-entendu que les grains monodomaines étaient assimilés à des sphères petites devant la longueur d'onde UHF dans le matériau et que la précession est uniforme en tout point de chaque grain. On a également sous-entendu que les mouvements de précession des moments dans chaque grain sont indépendants du voisinage et en phase. Dans les cas réels, suivant la forme des grains et leur réaction mutuelle, il y aura un écart par rapport aux valeurs calculées.

4.6. Influence du facteur de forme

On a déjà mentionné que la gyrorésonance d'une pièce dépend des facteurs de désaimantation, donc de sa forme et de la direction de H_0.

Le calcul dans le cas d'un ellipsoïde saturé, rapporté à ses axes principaux X, Y, Z, H_0 étant dirigé suivant Oz, montre que le champ de résonance est donné par la formule de Kittel :

$$H_r = \{[H_{0r} + (N_x - N_z)4\pi M_S] [H_{0r} + (N_y - N_z)4\pi M_S]\}^{1/2} \quad (32)$$

H_{0r} champ extérieur appliqué à la résonance, c'est-à-dire pour $\omega_r = \gamma H_r$.

D'où pour une sphère : $H_{0r} = H_r$.

Dans le cas où $\{N\}$ est différent de zéro, les résultats ci-dessus restent valables à condition de tenir compte du facteur de désaimantation statique et de raisonner en H_{eff} au lieu de $H_{\text{appliqué}}$. Dans le cas général les facteurs de forme des grains et de la pièce interviennent et le calcul rigoureux n'est guère possible.

La figure 6 illustre l'état magnétique d'un circuit magnétique ouvert par rapport à H_0. On voit qu'à tout instant on peut revenir au cycle rectangulaire relevé sur un tore à condition de remplacer H_0 par H_{eff}. Cela est très important pour la pratique.

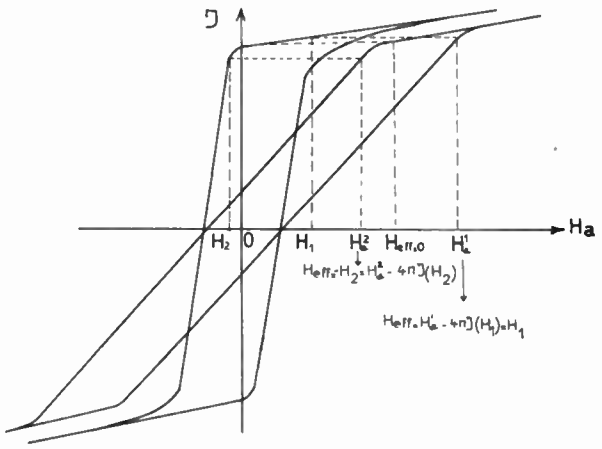


FIG. 6.

Remarque :

Puisque, dans un grain, un champ d'anisotropie existe toujours, la susceptibilité magnétique aux champs « nuls » a un sens statistique s'appuyant sur une mesure spécifique appliquée à un matériau polycristallin désaimanté.

5. Effets de la température et de la puissance de crête

5.1. Effets de la température

Les grandeurs intervenant dans les propriétés micro-ondes des ferrimagnétiques sont comme nous l'avons vu, principalement (pour h_+ très faible) :

$$M_S,\ \tau,\ \Delta H,\ K_1,\ H_{\text{eff}} \text{ et } \omega.$$

Suivant les « facteurs de forme » les variations de M_S en fonction de la température se répercuteront sur : χ'_+, χ'_- donc sur $|\chi'_+ - \chi'_-|$.

Par conséquent, le mieux est de réaliser des substances à M_S stable dans un intervalle de température donné. Cette stabilisation peut être recherchée en utilisant des matériaux à point de compensation « ferrimagnétique » dont la courbe $M_S = f(T)$ est « plate » au voisinage de la température ambiante, ou à point de Curie très élevé ce qui entraîne une pente de $4\pi J_S$ en fonction de T faible.

Cependant, dans les cas considérés ci-dessus ($K_1 < 0$ et λ_S faible) la biréfringence aux faibles champs de polarisation est proportionnelle à M_r pour $\omega = \gamma H_r$ fixé. Par conséquent, lorsque le principe d'un dispositif repose sur la biréfringence à l'état rémanent, on peut essayer de stabiliser B_r. Ceci revient à agir lors de la synthèse sur : $K_1 = f(T)$, $\lambda_S = \varphi(T)$ et $M_S(T)$. On compense également l'effet de la température en choisissant convenablement un rémanent « partiel », celui d'un cycle non saturé. Cette solution peut présenter des inconvénients : efficacité plus faible, tolérance étroite sur l'amplitude des courants de commande.

Il y a lieu de considérer dans un ferrite réel, la variation de pertes diélectriques tg $\delta\varepsilon$ en fonction de la température.

5.2. Effets dus a la puissance de crête

Sans entrer dans les détails demandant une spécialisation poussée du lecteur, on se contentera ici d'attirer l'attention sur les effets apparaissant lorsque $\vec{h}$ croît : *la gyrorésonance n'est plus décrite par un « modèle » linéaire.*

On observe un élargissement de ΔH et l'apparition d'un maximum subsidiaire de $\mu''_+ = f(H_0)$ se répercutant sur les caractéristiques d'un déphaseur : déphasage et pertes d'insertion.

On se contentera de mentionner qu'en ce qui concerne les matériaux, on augmente la « tenue » aux puissances de crête élevées par un dopage approprié agissant sur τ (couplage spin-réseau) et aussi sur les dimensions des grains (couplage spin-spin → orbite, faisant appel à la notion d'« ondes de spin »).

6. Résumé sur les caractéristiques des ferrites pour déphaseurs

Le déphasage aux hyperfréquences repose sur une biréfringence due à la gyrorésonance du moment magnétique.

On peut diviser les matériaux ferrites classiques, pour déphaseurs, en deux classes :

a) Les matériaux spécifiques utilisés à l'état saturé en présence d'un champ de polarisation (au besoin commutable) de valeur élevée.

Les avantages résident dans :

a_1 — la possibilité de réduire les coefficients de température,

a_2 — la possibilité d'un choix conjoint du matériau et du dispositif destinés avec puissances hyperfréquences de crête très élevées.

Les inconvénients majeurs sont :

a'_1 — la forte puissance de commande,

a'_2 — la difficulté d'obtention d'un temps de commutation très faible.

b) Les matériaux utilisés à des champs de commande faibles soit à variation continue de courant donc de la phase, soit à commutation des états rémanents.

A l'heure actuelle, il apparaît que, dans ce cas, les avantages sont les suivants :

b_1 — possibilité de fonctionnement avec des puissances de commande faibles,

b_2 — possibilité d'obtenir de temps de commutation très courts.

Les inconvénients sont :

b'_1 — difficulté d'obtenir des coefficients de température de B_r extrêmement faibles,

b'_2 — difficulté d'obtenir une tenue aux puissances de crête très élevée,

b'_3 — suivant la nature du dispositif, difficultés d'obtenir des matériaux à compromis optimal.

7. Conclusion

Les matériaux ferrites offrent plusieurs solutions au problème des déphaseurs hyperfréquences à déphasage fixe ou soumis à une commande électrique rapide.

Leur attrait réside notamment dans la très haute fiabilité inhérente à la nature du magnétisme.

a) Dans les cas des déphaseurs à ferrite saturé, on a donné un aperçu sur les phénomènes physiques et sur les problèmes posés par la réalisation de matériaux perfectionnés.

La solution de ces problèmes est délicate. Des progrès importants sont, de toute façon, en vue et d'autres sont, en principe, prévus dans la suite des études.

Plusieurs composés ferrites et grenats ont déjà été mis au point par notre laboratoire avec la collaboration des utilisateurs : C.S.F., C.F.T.H., COFELEC... Ces matériaux sont mis à la disposition de tous les utilisateurs français suivant l'état de développement, après l'étude.

Le tableau I donne des caractéristiques typiques de matériaux courants.

Cette liste n'est pas limitative. Les matériaux sont inclus à un catalogue au fur et à mesure que la diffusion se généralise et que le développement évolue.

Parmi eux, les ferrites de manganèse-magnésie présentent naturellement des cycles d'hystérésis à allure rectangulaire prononcée.

TABLEAU I

Matériau (Dénomination commerciale)	$4\pi Ms$ uem cgs	0c (°C)	ΔH^* (Oe)	G^*_{eff}	Exemples d'*Applications*	*Remarque*
Y15 (Y-Gd)	920	280	<180	2,03	déphaseurs à ferrite saturé et à verrouillage	moment très stable en température
Y31 (Y-Gd-Al)	360	125	< 50	2,01	déphaseurs à ferrite saturé et à verrouillage	
420 (Mn-Mg)	2 100	300	<400	2,01	principalement déphaseurs à verrouillage	cycle rectangulaire
L100 (Li-Al-Mn)	2 400	500	<600	2,04	principalement déphaseurs à verrouillage	cycle rectangulaire

* Mesures réalisées sur échantillon sphérique à 9 300 MHz.

Les grenats cités ont une tendance naturelle moins prononcée à offrir des cycles d'hystérésis rectangulaires. Cependant les travaux en cours démontrent la possibilité d'améliorations.

On attire particulièrement l'attention sur la nécessité d'avoir à l'esprit le *problème de la série*, aussi bien en ce qui concerne les matériaux que les dispositifs.

b) Un travail important et ardu est en cours sur les ferrites et grenats spéciaux pour déphaseurs à verrouillage, sous l'égide de marchés de participation de l'Administration française : C.N.E.T., D.R.M.E. et D.G.R.S.T. et en collaboration avec les utilisateurs C.F.T.H. et C.S.F.

Des études sont également en cours sur des grenats nouveaux plus complexes comprenant les ions Ca, Va, Bi et sur d'autres composés ferrimagnétiques.

On terminera en remarquant que les ferrites permettent de réaliser des déphaseurs fonctionnant depuis les ondes métriques jusqu'aux ondes millimétriques.

Cependant, au fur et à mesure de l'avance de la technique et par conséquent des exigences, des problèmes nouveaux se posent constamment. Des études à leur tour amèneront des perfectionnements intéressants et des ouvertures sur de nouvelles perspectives au niveau des déphaseurs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] LAX et BUTTON. — Microwaves Ferrites and Ferrimagnetics. McGraw-Hill Book Co.

[2] SMIT et WIJN. — Les ferrites. Bibliothèque Technique Philips.

[3] RODRIGUE, MEYER et JONES. — Ferrimagnetic Resonance Effects and Miscellaneous Resonance Measurements in Magnetic Garnets. *J.A.P.* Supp. au vol. 31, p. 376s, 1960.

[4] BLOEMBERGEN. — Magnetic Resonance in Ferrites. *P.I.R.E.*, p. 1259, oct. 1956.

DÉPHASEURS DIGITAUX A FERRITE POUR LES HYPERFRÉQUENCES

PAR

G. PIRCHER et L. DUSSON

Laboratoire de Recherches générales
Thomson-Houston-Hotchkiss-Brandt

1. Introduction

La possibilité de commander rapidement la phase d'une onde permet de nombreuses applications parmi lesquelles la plus étudiée semble être la variation électronique des diagrammes d'antenne.

Ce diagramme est lié à la répartition de l'amplitude et de la phase des sources élémentaires qui constituent l'antenne.

La forme et l'orientation du diagramme peuvent être modifiées très rapidement s'il est possible de faire varier la phase de chaque source par une commande à faible inertie.

Les avantages de ce type d'antennes, appliqués à la technique Radar, sont évidents : recherche et poursuite simultanée d'un grand nombre d'objectifs ; adaptation permanente de la répartition d'énergie dans l'espace à la configuration des objectifs, etc.

Ces avantages justifient les recherches nombreuses faites sur les déphaseurs variables. Les déphaseurs pour hyperfréquences à commande rapide sont fondés sur divers principes. Les plus employés utilisent les propriétés des diodes semiconductrices ou celles des matériaux ferrimagnétiques :

— Les déphaseurs à diodes fonctionnent grâce à une modification de l'impédance localisée due à une variation de polarisation électrique de la diode.

— Les déphaseurs à ferrites fonctionnent grâce à la variation de la perméabilité d'un milieu ferrimagnétique sous l'influence d'un champ magnétique variable.

Les déphaseurs à diodes sont utilisés d'une façon préférentielle dans la gamme des fréquences inférieures à 5 GHz tandis que les déphaseurs à ferrite semblent mieux adaptés aux fréquences supérieures.

La frontière de 5 GHz n'est cependant pas absolue et un choix ne peut être souvent fait qu'après une étude détaillée des caractéristiques souhaitées du dispositif.

L'objet du présent exposé concerne les résultats d'études d'amélioration des déphaseurs à ferrites à champ magnétique de commande transversal.

Ces études ont été poursuivies avec le soutien de la D.R.M.E. et en collaboration avec le laboratoire de Recherches Physico-Chimiques de la C.S.F., fournisseur des matériaux utilisés.

2. Principe d'emploi des matériaux ferrimagnétiques dans les déphaseurs

L'effet de déphasage est obtenu par la variation de la perméabilité μ du matériau placé dans une jonction hyperfréquence et soumis à un champ magnétique de polarisation variable d'une façon continue ou discontinue.

La variation de μ entraîne une variation du coefficient de propagation global des ondes électromagnétiques dans la jonction formant alors un guide de structure complexe.

Le calcul de ce coefficient de propagation est souvent très compliqué ; il est fondé sur les équations de Maxwell et sur une expression de la perméabilité μ en fonction des propriétés du matériau et du champ magnétostatique appliqué. Pour éviter des amplitudes de champ élevées qui entraînent une forte consommation d'énergie et une difficulté de commande rapide,

* Extrait de la Conférence prononcée à la SFER le 27 Juin 1966.

le matériau est polarisé avec des champs magnétiques faibles, à l'intérieur ou au voisinage de la zone non saturée.

On sait que [1] dans la *zone saturée*, la perméabilité intrinsèque μ est reliée à la susceptibilité χ :

$$\mu = (1+\chi)\mu_0 \tag{1}$$

avec

$$\chi_{\pm} = \frac{\omega_M}{\omega_0 \mp \omega(1 \mp j\alpha)} \tag{2}$$

ω_M étant lié à l'aimantation à saturation M_s du matériau

$$\omega_M = \frac{\gamma M_s}{\mu_0} \tag{3}$$

γ étant le rapport gyromagnétique

ω, la pulsation de l'onde hyperfréquence

α, un facteur phénoménologique de pertes

μ_0, la perméabilité du vide

$\chi_{\pm}$ sont les susceptibilités définies à un facteur μ_0 près, par le rapport de la composante circulaire positive ou négative de l'aimantation locale, à la composante circulaire positive ou négative du champ hyperfréquence local.

ω_0, la somme de tous les champs magnétiques locaux au facteur gyromagnétique près : $\omega_0 = \gamma H_0$

H_0 incluant le champ magnétique de polarisation appliqué H_a.

Dans la région *non saturée*, il est plus difficile d'établir rigoureusement une expression de la susceptibilité.

La plupart des auteurs admettent que l'expression (2) reste valable en remplaçant l'aimantation à saturation par l'aimantation macroscopique définie au point d'utilisation ; ω_0 étant toujours proportionnel à la somme de tous les champs magnétiques locaux appliqués, démagnétisant, d'anisotropie, de porosité, etc.

Le champ démagnétisant a une valeur maximale égale à :

$$H_d = \frac{M}{\mu_0} \tag{4}$$

— C'est pour éviter une résonance dans ce champ, responsable des pertes dites aux champs faibles, que la condition générale

$$\omega_M < \omega \tag{5}$$

est applicable à tous les matériaux utilisés dans les déphaseurs. D'autres conditions seront indiquées, guidant le choix des matériaux utilisés dans les déphaseurs digitaux dont on rappellera tout d'abord le principe de fonctionnement.

3. Les déphaseurs à commande digitale et à aimantation rémanente transverse

3.1. Description et principe de fonctionnement

Les dispositifs de déphasage non réciproques, utilisant un ferrite placé dans un guide d'onde, possèdent sensiblement la même origine théorique. Le principe en est rappelé notamment par Lax et Button [1] et par Gurewich [2]. Le déphasage différentiel est provoqué par la variation de la constante de propagation β de l'onde hyperfréquence, suivant les directions respectives de la propagation et de l'aimantation. Les calculs ont été établis pour une, puis deux lames de ferrite placées dans un guide d'onde rectangulaire et aimantées transversalement.

La figure 1 indique le passage progressif au déphaseur digital : les parties utilisées pour le déphasage correspondent aux zones *a* et *b* du tore de ferrite (fig. 1.5). Ces zones ont des directions d'aimantation inverses et jouent le même rôle que les deux lames de ferrite de la figure 1.2. Le reste du tore constitue le circuit magnétique de fermeture des lignes de champ. L'ensemble n'a pas d'entrefer et se trouve entièrement inclus dans le guide d'onde ; ceci constitue donc une énorme supériorité par rapport au premier dispositif.

En principe, un déphaseur digital se compose d'un certain nombre de sections de déphasage placées en série comme indiqué figure 2.1. Chaque section est constituée par un cylindre de ferrite monté sur un

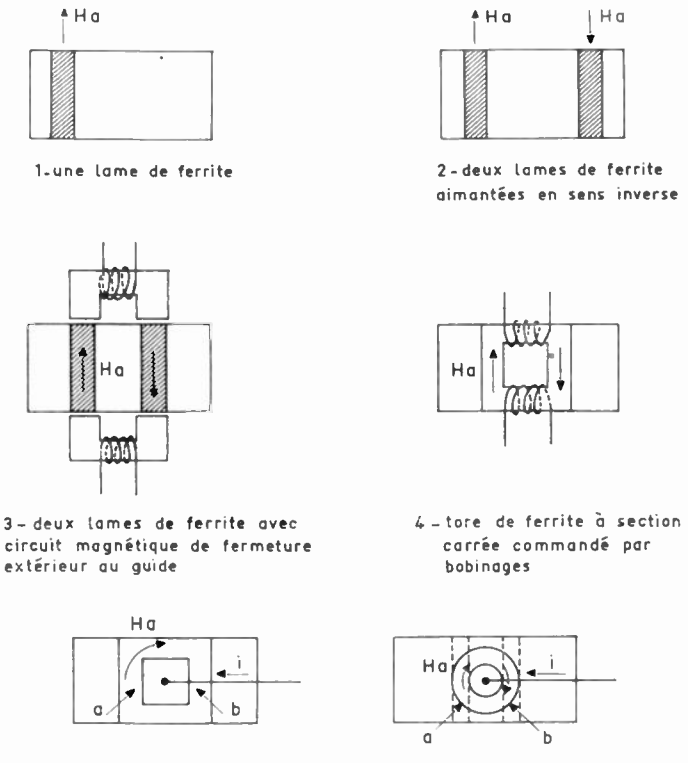
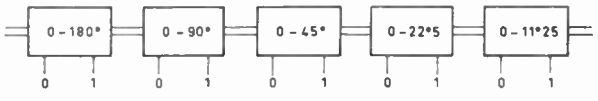


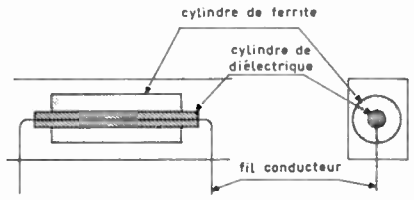
FIG. 1. — Evolution progressive du déphaseur différentiel non réciproque au déphaseur digital.

support de diélectrique traversé par un fil conducteur central (fig. 2-2). L'ensemble est placé au centre d'un guide d'onde rectangulaire et sa position est assurée par le conducteur central, soudé sur deux fiches solidaires d'un des petits côtés du guide.

Le champ magnétique nécessaire à l'aimantation du ferrite est créé par le courant qui traverse le conducteur central. Chaque ligne de force de ce champ est circulaire et sa valeur est déterminée par la loi de Biot et Savart.



1 - schéma de principe d'un déphaseur digital à 5 sections de déphasage



2 - vues en coupe d'une section de déphasage

FIG. 2. — Schéma de principe d'un déphaseur digital et section de déphasage.

Considérons un cycle d'hystérésis représentatif de l'état du matériau (fig. 3). L'application d'un champ H_a place l'état du ferrite au point M dont l'induction est B_M. La suppression de H_a, fait retomber la valeur de l'induction à B_r, induction rémanente dont le point représentatif est A. Une inversion de la polarité du courant et le renouvellement de la même opération permet de se placer en B. A ces deux états

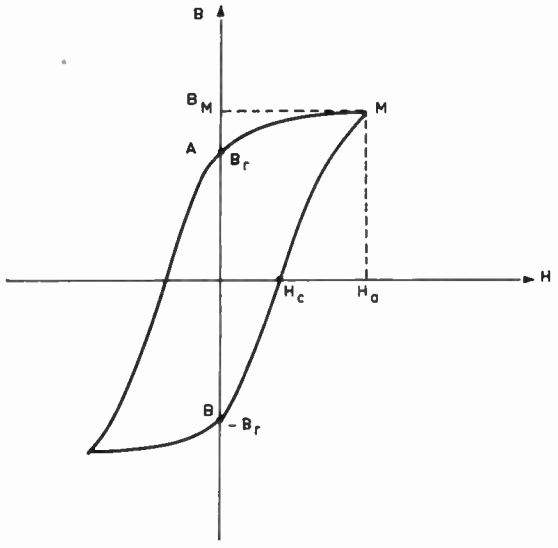


FIG. 3. — Cycle d'hystérésis représentatif de l'état du matériau.

successifs du ferrite correspondent deux perméabilités μ, deux vitesses de propagation différentes donc deux déphasages différents Φ_A et Φ_B. Le déphasage différentiel qui en résulte ($\Delta\Phi = \Phi_A - \Phi_B$) constitue la valeur utile de ce type de déphaseur.

On détermine par exemple cinq valeurs utiles de déphasage et on constitue, suivant le principe d'une boîte de poids, un déphaseur complet à 5 digits capable de créer un déphasage de 360° par bonds successifs égaux à la plus petite valeur de déphasage choisie.

3.2. Paramètres de constitution et de fonctionnement

Ce sont entre autres :

— la forme et les dimensions du cylindre de ferrite,

— la nature du matériau ferrite,

— la nature et le volume du diélectrique,

— l'intensité du courant de commande.

Ces différents paramètres sont étudiés pour résoudre les trois principaux problèmes afférents à la réalisation de déphaseurs pour hyperfréquences :

— stabilisation du déphasage différentiel avec la fréquence,

— stabilisation du déphasage différentiel avec la température,

— comportement en fonction de la puissance crête.

3.3. Etude expérimentale d'une cellule de base élémentaire

Deux formes des cylindres à ferrite sont pratiquement utilisables, l'une à section circulaire, l'autre à section rectangulaire.

La structure circulaire présente l'avantage d'une meilleure efficacité, mais elle n'entraîne aucun contact entre le ferrite et le guide d'onde. Elle ne permet donc pas une évacuation de la chaleur produite par la puissance moyenne et pose des problèmes de tenue mécanique et d'adaptation.

L'utilisation de pièces de ferrite à section rectangulaire améliore l'efficacité de l'évacuation de la chaleur par les parois du guide. Avec cette structure, un fonctionnement à des puissances moyennes, supérieures à 100 W, est envisageable en refroidissant par un circuit d'eau les parois du guide.

Les lois de variation des caractéristiques de la cellule de déphasage en fonction des paramètres de construction observées sur une cellule à tore sont transposables à la cellule employant des pièces carrées.

3.3.1. *Variations du déphasage différentiel avec les dimensions géométriques du cylindre de ferrite*

Le déphasage augmente avec le diamètre extérieur du cylindre (fig. 4) et diminue quand le diamètre intérieur croît. Une bonne efficacité du déphaseur conduit à choisir le diamètre extérieur maximal compatible avec le guide d'onde considéré. La valeur

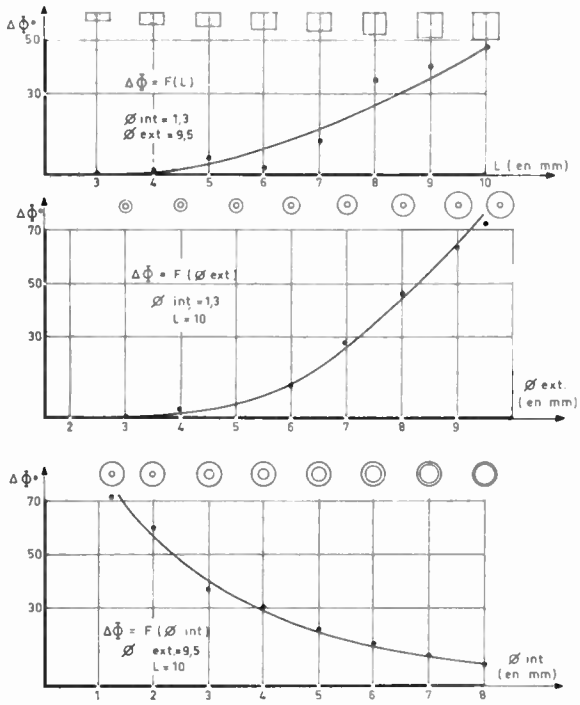


FIG. 4. — Comportement d'un tore élémentaire. Mg Mn. $F = 9\,000$ MHz $I = 4{,}5$ A.

du diamètre intérieur agit pour diminuer la sélectivité en fréquence. Le déphasage, par ailleurs, est proportionnel à la longueur du cylindre qui est donc un paramètre commode pour fixer la valeur utile désirée : ceci n'est plus vrai pour de faibles longueurs où l'influence des discontinuités aux faces d'entrée et de sortie du cylindre devient importante.

3.3.2. *Nature du matériau ferrite*

Le choix du matériau ferrite est lié aux caractéristiques souhaitées du déphaseur :

— faible sélectivité en fréquence,
— faible dérive en température,
— fonctionnement à des puissances crêtes élevées.

Les matériaux sont caractérisés par de nombreux paramètres parmi lesquels les plus importants, en ce qui concerne l'application présente, sont :

— le moment à saturation,
— la rectangularité du cycle (INCE et STERN [3]),
— le champ coercitif,
— les largeurs de raies ΔH et ΔH_k,
— la granulométrie,
— les pertes diélectriques.

Ces études faites dans notre laboratoire en liaison avec le laboratoire C.S.F. - R.P.C. ont porté essentiellement sur l'emploi des matériaux ferrite suivants :

— Ferrite de manganèse-magnésium : avec taux d'aluminium variant de 0 à 20 %,

— Ferrite de lithium : avec taux d'alumine variant de 0 à 15 %,

— Grenats mixtes d'yttrium-gadolinium : avec taux de gadolinium variant de 0 à 70 %.

3.3.3. *Choix du diélectrique*

La valeur du déphasage par unité de longueur d'une cellule peut être accrue par le choix du cylindre de diélectrique qui concentre l'énergie hyperfréquence.

Cette valeur passe par un maximum quand la permittivité du diélectrique est légèrement supérieure à celle du ferrite. Des expériences faites en bande X (fig. 5) montrent une permittivité optimale de $\varepsilon_r = 17$ obtenue avec du capinvar. Par ailleurs, la présence d'un cylindre de diélectrique facilite l'adaptation d'une cellule.

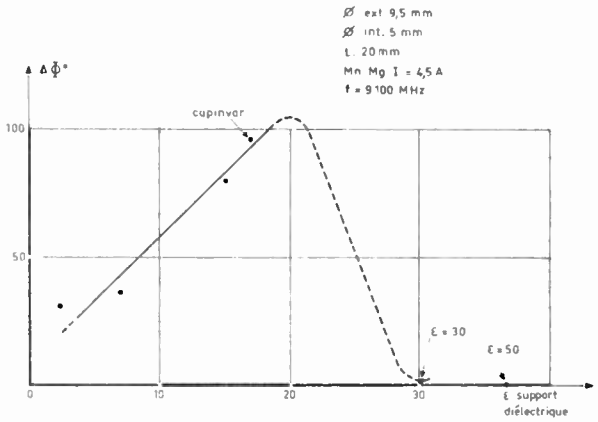


FIG. 5. — Comportement d'un tore élémentaire en fonction de la permittivité du support.

3.3.4. *Etude du temps de commutation*

Le dispositif utilisé pour commander le déphaseur digital, présente une particularité intéressante : l'absence dans le circuit de commande de tout bobinage réduit la valeur de la self qui retarde l'établissement du courant. La vitesse de commutation dépend uniquement du temps de basculement du ferrite. Notons que ce système rappelle le montage des tores de « ferrite à mémoire ».

Un tel dispositif doit donc permettre d'obtenir :

— d'une part des vitesses de commutation très rapides (surtout par comparaison avec le déphaseur à champ longitudinal),

— d'autre part, des renseignements précis sur les temps de basculement des ferrites par le contrôle de la phase hyperfréquence.

Le temps de basculement du dispositif est défini comme étant celui nécessaire au basculement de 90 % de la phase hyperfréquence.

a) Variation du déphasage différentiel avec la largeur d'impulsion

Le comportement est identique pour les différents matériaux. Dans le cas, par exemple, du matériau Mg Mn X 24 (fig. 6) étudié dans une cellule de déphaseur bande X, on constate :

— la brusque augmentation du déphasage, surtout aux fortes intensités pour des largeurs d'impulsions de faibles valeurs. Avec un courant de 10 A par

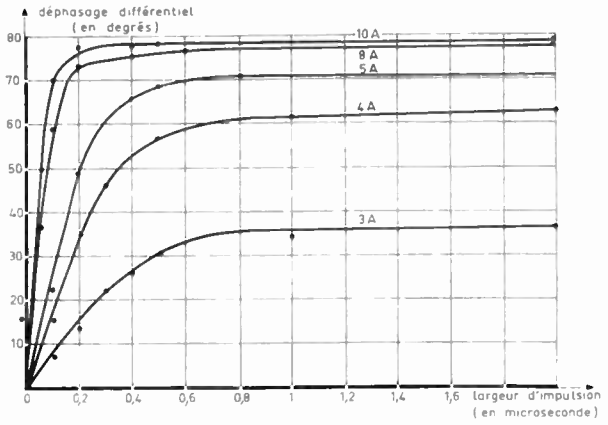


FIG. 6. — Temps de commutation de la phase (Mn Mg X24).

exemple, le temps de basculement correspond à 100 ns environ.

— tous les temps de basculement sont inférieurs à 1 μs pour des courants supérieurs à 3 A.

— l'identité des valeurs du déphasage différentiel maximal en impulsion et en régime statique.

b) Comparaison des temps de basculement pour différents matériaux

Sur la figure 7 sont donnés les résultats concernant plusieurs familles de matériaux étudiés sur la même cellule en bande X. Les valeurs du déphasage différentiel sont données en pourcentage : 100 % correspond à la valeur maximale du déphasage obtenue pour 10 A et plusieurs microsecondes.

En abscisse sont portées les valeurs des largeurs d'impulsion. On en déduit que :

— tous les matériaux basculent en des temps inférieurs à 1 μs,

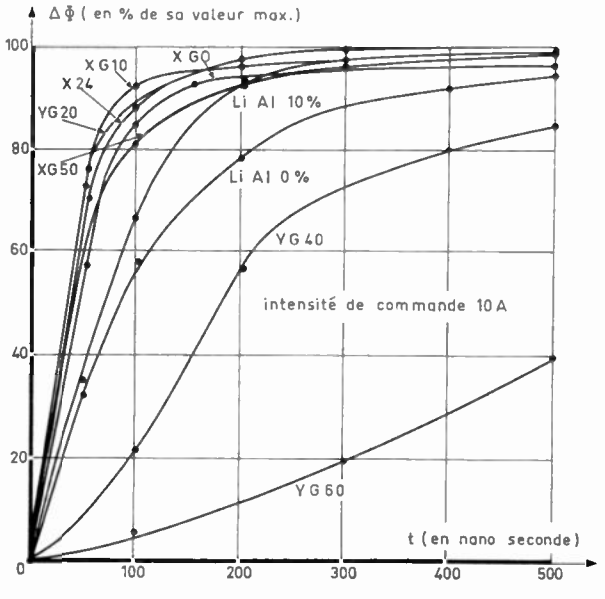


FIG. 7. — Temps de basculement de différents matériaux.

— les temps de basculement les plus longs correspondent aux matériaux dont les champs coercitifs sont les plus élevés (supérieurs à 5 Oe),

— un dernier résultat concerne l'augmentation de la largeur d'impulsion nécessaire au basculement quand l'intensité crête des impulsions diminue. Pour plusieurs matériaux, on a porté (fig. 8) en abscisse le temps de basculement, en ordonnée l'intensité du courant.

Les courbes présentent une allure d'hyperbole. Le temps de basculement τ est inversement proportionnel à l'intensité du courant de commande I_A

$$\tau = k\frac{1}{I_A} .$$

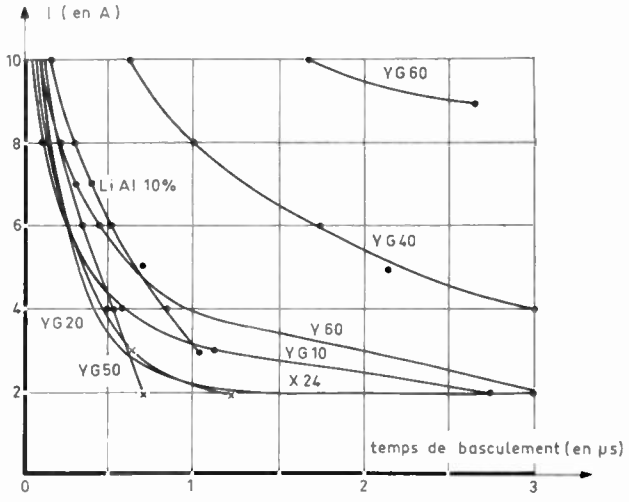


FIG. 8. — Temps de basculement en fonction de l'intensité de commande.

4. Stabilisation du déphasage en fonction de la fréquence et de la température

4.1. Stabilisation du déphasage en fréquence

Les courbes de déphasage différentiel, tracées en fonction du diamètre intérieur du ferrite pour différentes fréquences, se recoupent dans une petite zone commune. L'expérience montre que ce comportement est indépendant de la nature du diélectrique.

A titre d'exemple, la courbe 9 indique des résultats obtenus en bande X qui permettent de définir une structure fonctionnant entre 8 et 10 GHz.

Une justification théorique de ces résultats est possible à partir des équations de Maxwell, des conditions aux limites présentées par le matériau ferrimagnétique introduit dans le guide et du modèle simplifié représenté sur la figure 10.

Le milieu **1** correspond à l'air situé entre le ferrite et les parois du guide, **2** est relatif au milieu diélectrique central et **3** représente le milieu ferrimagnétique.

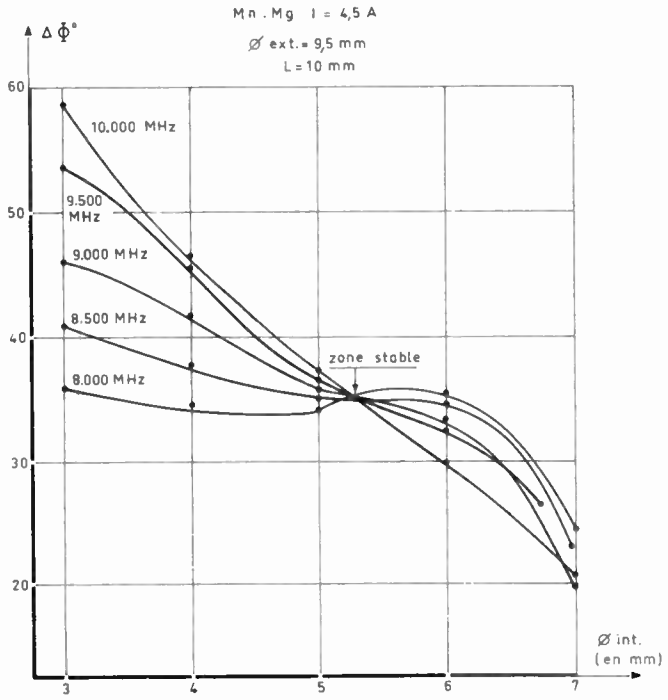


FIG. 9. — Comportement d'un tore élémentaire en fonction de la fréquence.

Les calculs mis au point par INCE et STERN [4] et par SIEKANOWICZ [5] sont complexes et conduisent à une équation transcendante caractéristique de la structure hyperfréquence. Les calculs effectués sur ordinateur à partir de cette équation permettent d'obtenir la valeur du déphasage par centimètre pour différentes valeurs de la largeur du guide, de la largeur du diélectrique, et de celle du ferrite.

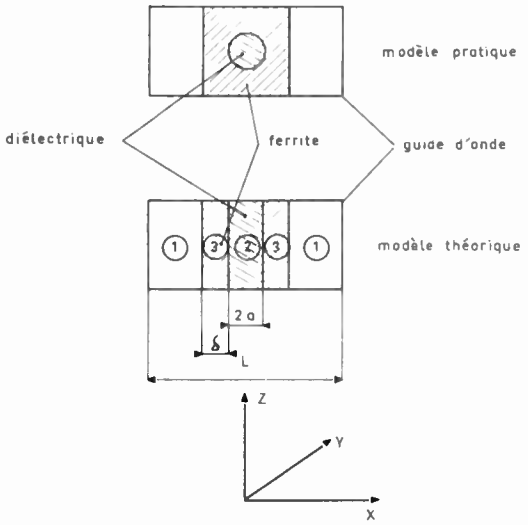


FIG. 10. — Comparaison du modèle pratique et du modèle théorique simplifié.

La figure 11 compare les valeurs du déphasage obtenues à partir du modèle théorique et celles mesurées sur une cellule dans la bande C. L'écart entre les deux courbes est de 20 %. Il provient sans doute de la différence entre la forme du modèle simplifié

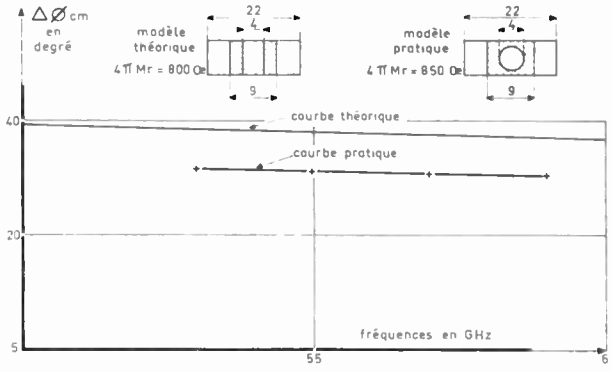


FIG. 11. — Variations du déphasage avec la fréquence.

et celle de la structure réelle. Par contre, les pentes des deux courbes sont pratiquement les mêmes.

La figure 12 indique les variations de la valeur de déphasage par centimètre de longueur (courbe en traits pleins) et les variations de la stabilité en fonction de la fréquence (courbe en pointillés) pour des largeurs de ferrite différentes. On constate que l'élargissement du ferrite *W* augmente faiblement l'efficacité, au détriment de la stabilisation en fréquence.

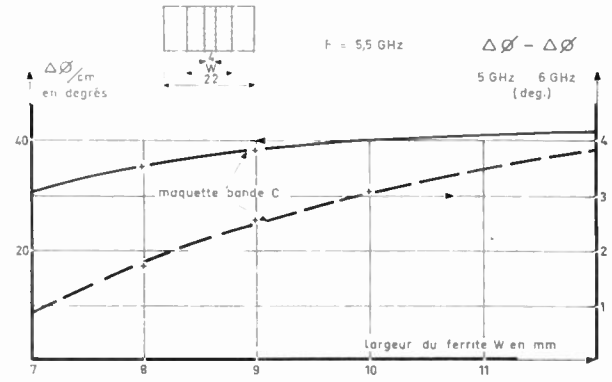


FIG. 12. — Variations du déphasage avec la largeur du ferrite (calcul théorique).

La figure 13 montre l'influence du rétrécissement du guide : on constate un faible gain en efficacité, si le guide est réduit, avec une perte en stabilité.

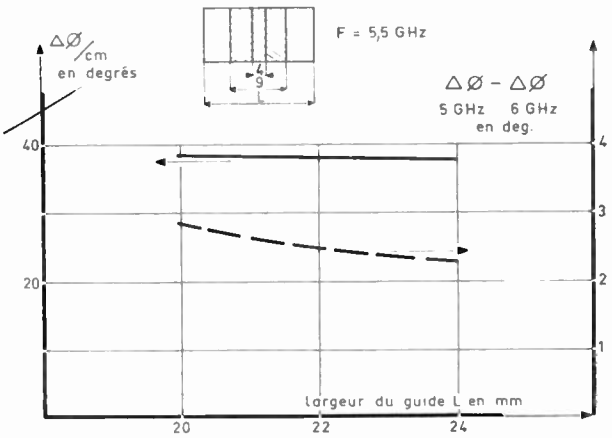


FIG. 13. — Variations du déphasage avec la largeur du guide (calcul théorique).

4.2. Variations du déphasage en fonction de la température

Il est possible pour s'affranchir des variations du déphasage en fonction de la température, de stabiliser celle-ci par un circuit isotherme entourant les déphaseurs.

Une telle enceinte est représentée sur la figure 14, entourant les quarante déphaseurs d'une antenne à balayage électronique expérimentale réalisée en 1963.

En fait, cette enceinte est peu efficace pour éliminer les effets de la puissance moyenne absorbée par le ferrite.

La stabilisation par l'emploi des propriétés intrinsèques du matériau est plus intéressantes. Deux voies de recherches sont possibles :

— d'une part, l'utilisation de matériaux dont le moment à saturation varie peu dans une plage de température voisine de la température ambiante,

— d'autre part, la détermination d'un cycle partiel pour lequel les variations de l'induction rémanente en fonction de la température sont faibles.

Si l'on trace les variations du déphasage différentiel en fonction de l'intensité de l'impulsion de commande, pour des températures échelonnées entre -50 °C et $+$ 100 °C, plusieurs phénomènes sont mis en évidence.

4.2.1. *Variation du déphasage différentiel maximal $\Delta\Phi_m$ avec la température. Influence du moment à saturation*

L'étude faite avec des spécimens de la famille des grenats mixtes d'yttrium-gadolinium montre que le principe de la stabilisation en température, à partir de l'utilisation du matériau à faible variation du moment à saturation, n'est pas directement utilisable : au point de fonctionnement correspondant à $\Delta\Phi_m$, le matériau ferrite n'est pas entièrement saturé. C'est la stabilité en température du moment rémanent du cycle partiel sur lequel on travaille qui intervient directement.

4.2.2. *Choix d'un cycle partiel stabilisé en température*

La figure 15, montre qu'il existe une zone de concours des courbes de déphasage différentiel établies

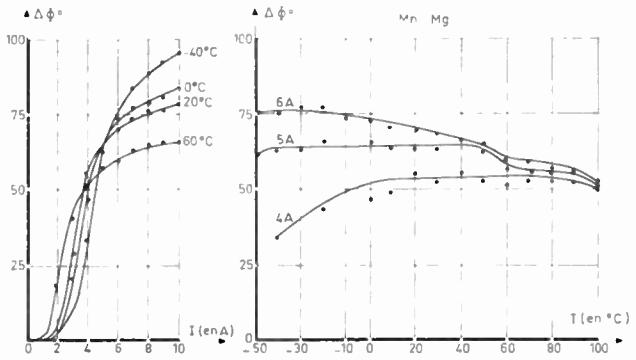


Fig. 15. — Stabilisation en température.

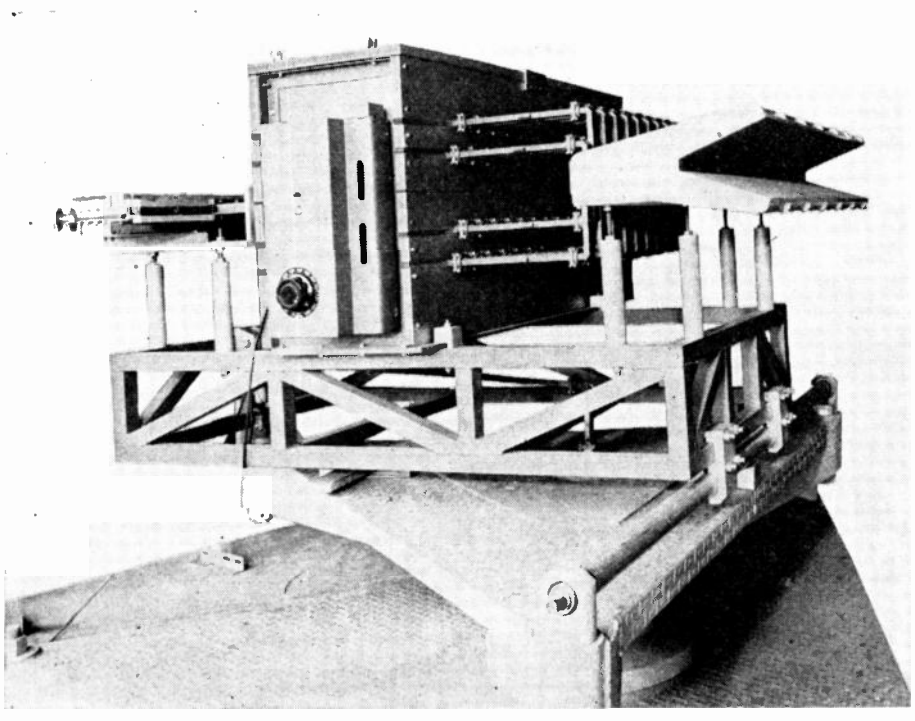


Fig. 14. — Antenne à balayage électronique (1963) à déphaseurs longitudinaux en bande X.

à différentes températures. Dans cette zone une importante variation de la température provoque une faible variation du déphasage différentiel. Il suffit de régler le courant de commande du déphaseur à la valeur correspondante pour obtenir un déphasage stable dans la gamme de température considérée.

On est tenté de rapprocher ce phénomène du comportement des courbes de première aimantation d'un matériau magnétique, tracées à différentes températures :

aux champs faibles : l'aimantation est plus grande lorsque la température croît (ou se trouve dans la zone des déplacements réversibles des

parois dont la mobilité est plus grande lorsque la température croît).

aux champs forts : l'aimantation est plus faible quand la température augmente (cela est dû à l'abaissement du moment à saturation au fur et à mesure que la température s'approche du point de Curie).

Il existe donc une zone de champ intermédiaire où les différentes courbes de première aimantation se recoupent (fig. 16).

On peut admettre que ces propriétés se transmettent aux aimantations rémanentes des cycles partiels. Si l'on décrit un cycle dont le champ maximal correspond à la zone stable en température de la courbe de première aimantation, l'aimantation rémanente M_{rs} sera stable dans la même gamme de température. Les points de fonctionnement des déphaseurs correspondent à l'utilisation de M_{rs} dans le cycle partiel ainsi défini.

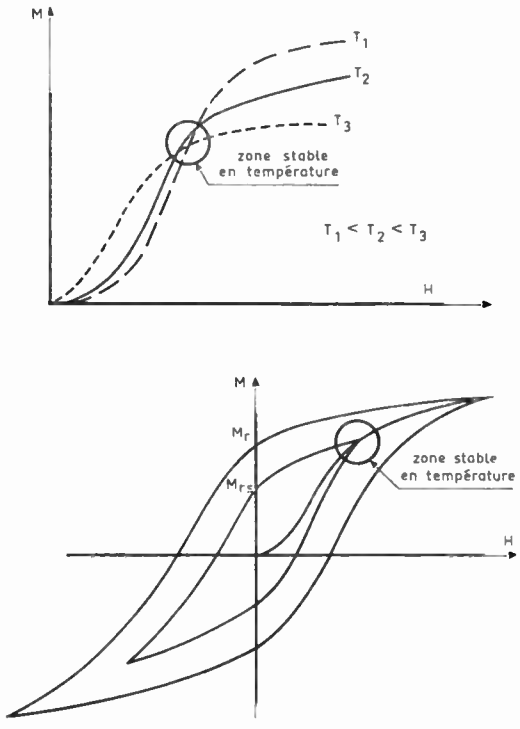


FIG. 16. — Fonctionnement d'une cellule digitale stable en température.

4.2.3. *Définition de la plage de température à déphasage stable*

Cette plage correspond à l'intervalle entre deux températures T_1 et T_2 entre lesquelles $\Delta\varphi$ ne varie pas de plus de 5 %.

On donne (fig. 17) les résultats obtenus pour différents matériaux de la famille des grenats mixtes, des manganèse-magnésium, et des lithium-alumine. On peut constater que le choix d'un matériau à point de Curie élevé n'entraîne pas nécessairement un élargissement de la plage de température.

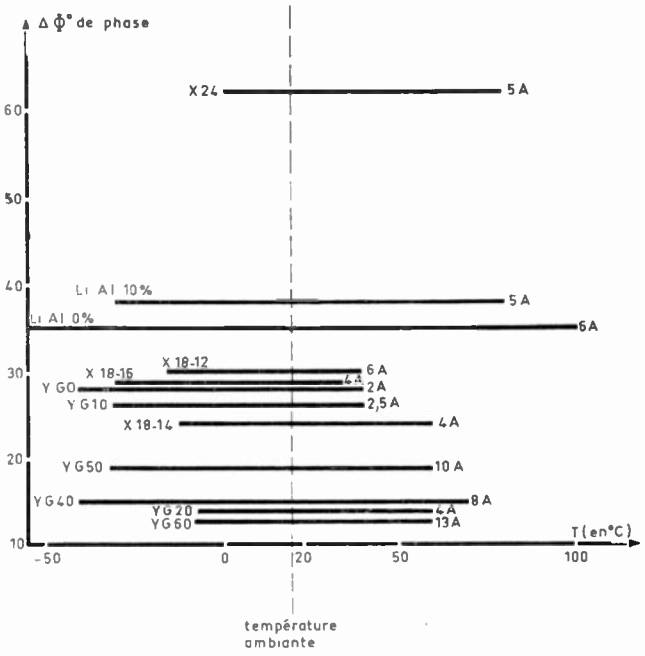


FIG. 17. — Zone de stabilité du déphasage en fonction de la température.

5. Comportement d'un déphaseur digital en fonction de la puissance des microondes

5.1. Influence de la puissance moyenne

L'énergie absorbée par le matériau sous forme de pertes se dissipe en énergie calorifique et provoque une augmentation de température du ferrite. En première approximation, on peut dire que les phénomènes dus à la puissance moyenne sont liés au problème de la tenue en température. Plusieurs possibilités technologiques s'offrent pour améliorer l'évacuation des calories absorbées : emploi de tores à section carrée, soudés sur le grand côté du guide, emploi de diélectrique à grande capacité calorifique tel que l'oxyde de bérylium, etc.

5.2. Influence de la puissance crête

A partir d'un certain seuil de puissance, les pertes augmentent brusquement (fig. 18) et corrélativement

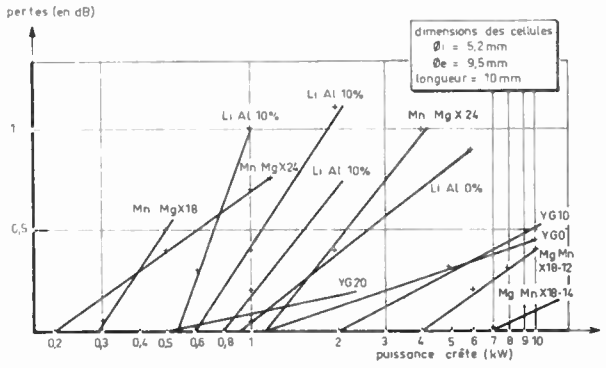


FIG. 18. — Phénomène de puissance. Seuil de puissance de différents matériaux (bande X).

on observe un affaiblissement du déphasage différentiel mesuré avant le seuil (fig. 19).

L'examen des courbes de pertes en fonction de la puissance crête, montre en général une allure commune de variation.

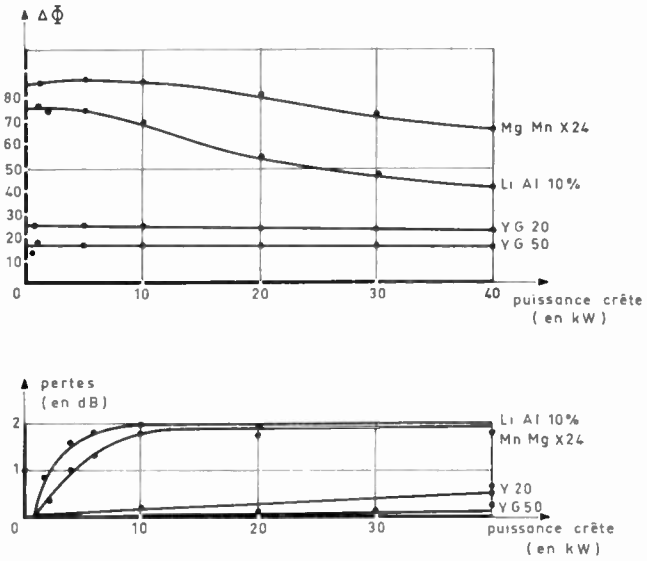


FIG. 19. — Variation du déphasage en fonction de la puissance crête.

Trois zones apparaissent :

— au-dessous du seuil de puissance, les pertes sont pratiquement constantes. Elles correspondent aux pertes d'insertion à bas niveau de puissance du déphaseur.

— au-dessus du seuil, on note une brusque augmentation des pertes, suivie d'un phénomène de saturation au-delà duquel les pertes n'augmentent plus, même si la puissance incidente croît.

5.3. PRINCIPAUX PARAMÈTRES AGISSANT SUR LE SEUIL DES PERTES DE PUISSANCE CRÊTE

Trois sont connus :

5.3.1. *Le moment à saturation* M_s (fig. 18)

La réduction de M_s diminue le niveau maximal des pertes et repousse le seuil vers les valeurs plus élevées. Malheureusement, il s'ensuit en même temps une diminution du déphasage qui oblige à augmenter le volume du matériau pour obtenir les valeurs désirées, il en résulte une augmentation des pertes d'insertion à bas niveau de puissance.

5.3.2. *Grosseur des grains du matériau ferrite*

La diminution des dimensions des cristallites du matériau polycristallin, au-dessous des plus courtes longueurs des ondes de spin, favorise l'amortissement de ces ondes de spin qui se détruisent dans les joints de grain ; en supposant qu'il n'y a pas couplage entre les grains, ce qui semble bien vérifié par l'expérience [6], [7], [8], la grosseur des grains doit descendre au-dessous de 3 μ environ pour que ce procédé soit efficace.

L'influence des grains fins sur le seuil d'apparition des effets non linéaires est bien mise en évidence dans la figure 20 avec, en abscisse, la dimension maximale de 80 % des grains et en ordonnée le seuil d'apparition des pertes.

Les matériaux mesurés concernent aussi bien les essais de granulométrie fine obtenus à partir d'inhibiteur d'oxyde de thorium, que ceux obtenus à partir de traitement thermique.

On constate un accroissement important du seuil de puissance (mesurée en propagation) pour les matériaux dont les grains sont inférieurs à 3 μ. La dispersion autour de la courbe moyenne traduit la dispersion des grains autour d'une valeur moyenne.

Malheureusement la réduction des grains a un effet secondaire : le champ coercitif s'accroît dans des proportions très importantes. La technique des grains fins est sans doute plus intéressante pour les dispositifs n'utilisant pas les propriétés du cycle d'hystérésis, les circulateurs de puissance par exemple.

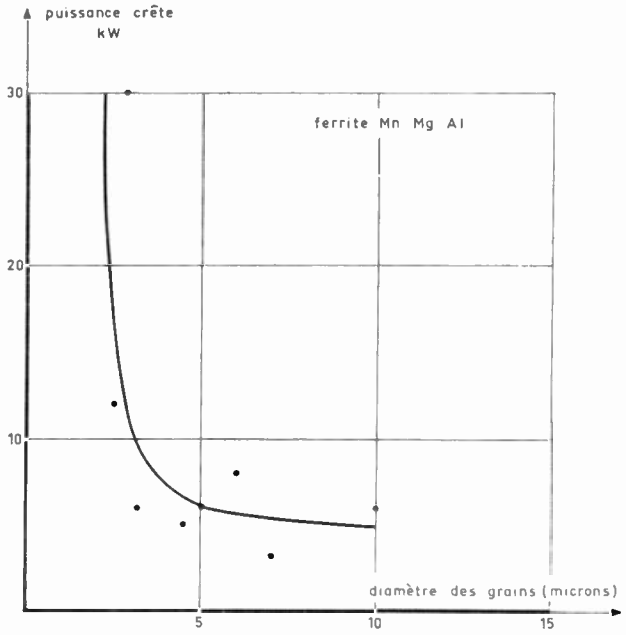


FIG. 20. — Effet de la granulométrie sur le seuil d'apparition des effets non linéaires.

5.3.3. *Dopages*

La théorie de SUHL montre que le champ critique hyperfréquence h_c, pour lequel apparaissent les phénomènes non linéaires, est inversement proportionnel au temps de relaxation des ondes de spin excitées. Il est possible d'accroître la valeur du champ critique h_c en introduisant des ions terres rares dans la structure du grenat (du dysprosium par exemple), ou des ions cobalt dans la structure ferrospinel [10], [11], [12], [13] qui diminuent la valeur de ce temps de relaxation.

Ces ions, à la fois fortement couplés au réseau par l'intermédiaire du couplage spin-orbite et aux

ions Fe^{+++} par le champ d'échange, entraînent une transformation rapide de l'énergie magnétique en énergie thermique [9].

La figure 21 indique l'influence expérimentale du dopage au cobalt d'un matériau ferrite manganèse magnésie utilisé dans un élément de déphaseur fonctionnant en bande C. La racine carrée de la puissance critique est portée en ordonnée et le taux de dopage en abscisse.

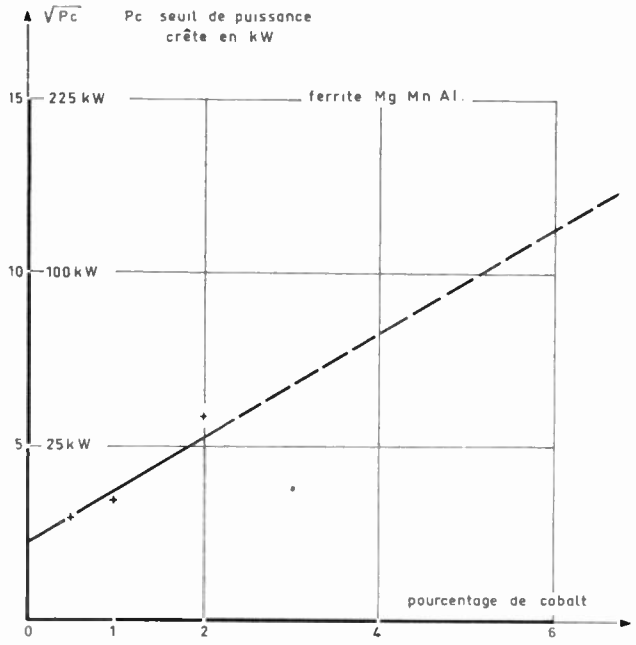


FIG. 21. — Effet du dopage en ions cobalt.

Ce dopage s'avère un procédé très efficace qui introduit cependant une augmentation des pertes d'insertion à bas niveau de puissance. Des résultats analogues sont observés pour les grenats dopés avec des ions dysprosium (fig. 22).

Les pertes d'insertion à bas niveau de puissance croissent de la même façon pour les deux familles de matériaux dopés. Or, l'accroissement assez faible de la valeur de tg δ ne suffit pas à l'expliquer : des matériaux non dopés, dont les valeurs des pertes diélectriques sont comparables à celles des matériaux les plus fortement dopés, ne présentent pas, à bas niveau, des pertes aussi importantes. L'explication peut être due à l'augmentation des pertes magnétiques liée :

— soit à l'accroissement de la largeur de raie de résonance ΔH, accompagnée de l'élargissement du bas de la courbe de résonance,

— soit à un accroissement de la largeur de raie intrinsèque du matériau, calculée en tenant compte de l'anisotropie magnétocristalline, de la porosité et en supposant que la constante d'anisotropie K_1 est la même pour tous les matériaux.

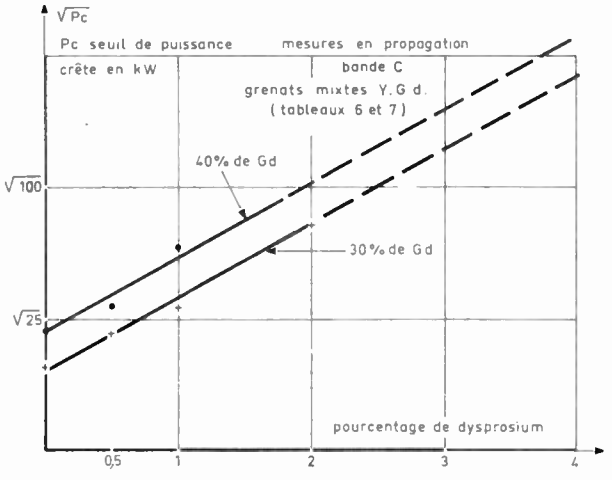


FIG. 22. — Effet du dopage en ions dysprosium.

6. Réalisations de déphaseurs digitaux

Des prototypes de déphaseurs digitaux, fonctionnant en bandes X et C, ont été construits au laboratoire de recherches générales de la C.F.T.H. - H.B., en appliquant les résultats des études concernant les structures et les matériaux.

6.1. Réalisations de déphaseurs digitaux a 5 cellules

— *Dans la gamme de fréquence X*

La figure 23 donne une vue d'ensemble du déphaseur à 5 digits réalisé avec du matériau ferrite manganèse magnésium. Le tableau I résume les principales caractéristiques de l'appareil.

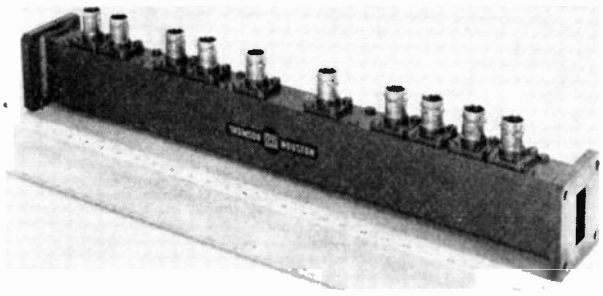


FIG. 23. — Déphaseur digital à 5 cellules bande X.

TABLEAU I

Caractéristiques d'un déphaseur à 5 digits, bande X

Cellules élémentaires	180°-90°-45°-22°50-11°25
Bande de fréquence	8 500-9 450 MHz
Déphasage total maximal	348°75
T.O.S.	≤ 1,3
Pertes d'insertions	< 1 dB
Variation relative de la phase dans la bande de fréquence	± 2 %
Intensité de commande	3,2 A
Largeur d'impulsion	1 µs
Variation relative de la phase entre 10° et 70 °C	± 3 %
entre 25° et 70 °C	± 1,5 %
Puissance hyperfréquence maximale	1 kW crête

— *Dans la gamme de fréquence C*

La figure 24 donne une vue d'ensemble du déphaseur à 5 digits réalisé dans la bande C avec du matériau manganèse magnésium. Le tableau II en résume les principales caractéristiques.

En utilisant des matériaux dopés, les performances prévues sont les suivantes :

seuil de puissance crête : $\geqslant$ 40 kW
pertes d'insertion : $\leqslant$ 1,5 dB

les autres caractéristiques restant les mêmes.

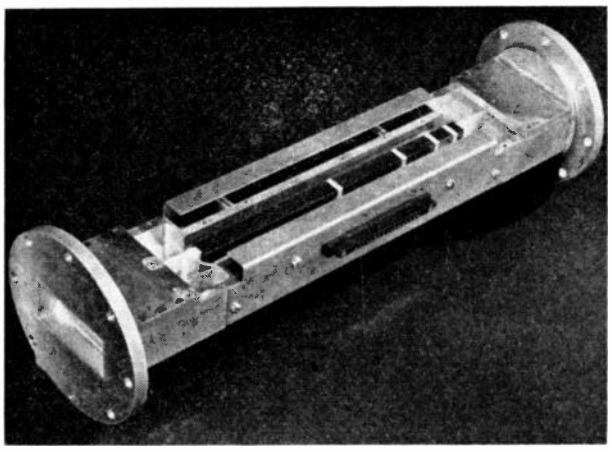


FIG. 24. — Photo du déphaseur bande C.

TABLEAU II

Caractéristiques d'un déphaseur à 5 digits, bande C

Cellules	180°-90°-45°-22°5-11°25
Bande de fréquence	5,3-5,9 GHz
Variation maximale dans cette bande	± 2 %
T.O.S.	1,25
Pertes d'insertions	< 1 dB
Plage de température	0 °C - 60 °C
Seuil de puissance crête	4 kW
Puissance moyenne	100 W
Commande	5 A - 1 µs
Longueur	15,5 cm

7. Conclusions

Les déphaseurs digitaux à aimantation rémanente ont actuellement des caractéristiques de stabilité en température, de largeur de bande et de tenue en puissance qui permettent leur emploi dans la technique radio-électronique et spécialement dans les antennes à balayage électronique.

Il reste néanmoins des améliorations à étudier en ce qui concerne, entre autres, les matériaux ferrites employés :

— augmenter la rectangularité du cycle pour améliorer l'efficacité et repousser la zone de stabilité en température vers les champs de commande correspondant à la saturation,

— diminuer au maximum les pertes diélectriques du matériau ferrite,

— augmenter la largeur de raie de résonance des ondes de spin par des techniques de dopage en sachant limiter, par ailleurs, l'augmentation des pertes d'origine magnétique.

*
* *

Les auteurs remercient la D.R.M.E. d'avoir soutenu la continuité des études dans ce domaine et autorisé la publication de cette conférence.

Ils remercient également le département Recherches physico-chimiques la C.S.F. pour la collaboration dans le domaine des matériaux ainsi que l'équipe « ferrimagnétisme » de la C.F.T.H. et plus spécialement MM. GUIDEVAUX et LE TRON à qui sont dus la plupart des résultats exposés.

BIBLIOGRAPHIE

[1] On trouvera un exposé général sur les ferrites et leur emploi aux hyperfréquences dans « Microwave ferrite and ferrimagnetics » de B. LAX et K.J. BUTTON édité par Mac Graw Hill, 1962.

[2] GUREWICH. — Ferrite at microwave frequencies. Consultant bureau, 1963.

[3] INCE - STERN. — Waveguide non reciprocal remanence phase shifters. International conference on the microwave behaviour of ferrimagnetics and plasmas. Londres, sept. 1965.

[4] INCE W.J. and STERN E. — Computer analysis of ferrite digital phase shifters. IEEE International Record Part 5, March 1966.

[5] SIEKANOWICZ W. — Design and Performance of a 20 — Kilowatt latching non reciprocal X Band ferrite phase shifter. RCA Review, December 1965.

[6] WANTUCH E. and LEPORE D. — An extremely high-power X Band Three port circulator. *JAP*, vol. 37, 3, March 1966.

[7] PALADINO A.E., WAUGH J.S. et al. — Fine-grain Nickel ferrite for microwave Applications at high Peak-Power levels. *JAP*, vol 37, 9, août 1966.

[8] BLANKENSHIP A.C. and HUNTT R.L. — Microwave characteristics of fine-grain high power garnets and spinels. *JAP*, vol. 37, 3, 1 March 1966.

[9] de GENNES, KITTEL, PORTIS. — *Physical Review*, vol 116, 2, 15 oct. 1959.

[10] SCHOLMANN-GRENN, MILANO. — *JAP*, vol. 31, 5, p. 3865, mai 1960.

[11] PALADINO, WAUGH, GRENN. — *JAP*, vol. 37, 9, p. 3371, août 1966.

[12] SCHOLMANN E. et al. — Ultimate performance limitations of high Power ferrite circulators and phase shifters. *IEEE Transact. on magnetics*, vol. MAG. 1, 3, septembre 1965.

[13] SCHNETTLER F.J. and MONFORTE F.R. — Effect of cobalt on the relaxation frequency of Ni Zn ferrite. *JAP*, vol. 29, 3, March 1958.

LES LARGEURS SPECTRALES DES LIAISONS DE TÉLÉMESURE PCM

PAR

J. DUPRAZ

Direction de l'Electronique spatiale - C.S.F.

1. Introduction

Les liaisons de télémesure numérique utilisent principalement la modulation codée par impulsions (PCM), non redondante. La porteuse est généralement modulée angulairement avec une préférence pour la modulation de phase dans le cas des satellites et pour la modulation de fréquence dans le cas des engins. Nous nous bornerons ici à étudier le cas de la modulation de phase.

Dans une première partie, les spectres vidéo sont calculés pour les différentes formes d'ondes utilisées. La formule générale donnée est d'un emploi particulièrement commode toutes les fois où les digits sont statistiquement indépendants.

La deuxième partie est consacrée au calcul des spectres HF et plus particulièrement à la comparaison des modulations cohérentes et incohérentes. On examine successivement le cas où la porteuse est modulée directement et celui où c'est une sous-porteuse qui est modulée par le message. Il est intéressant alors d'utiliser une modulation cohérente comme la modulation PSK (Phase Shift Keying).

2. Calcul de spectres video

2.1. Constitution du message

Le message PCM est obtenu par multiplexage dans le temps d'un certain nombre de signaux issus de sources d'information. Il y a deux espèces de sources : celles qui fournissent l'information sous forme d'une tension analogique et celles qui fournissent l'information directement sous forme numérique.

Les signaux issus des sources analogiques ont un spectre pratiquement borné. Le théorème d'échantillonnage permet de remplacer ces signaux par une suite périodique d'échantillons. Le multiplexage est obtenu en échantillonnant successivement chaque source de façon cyclique. Le signal résultant est une suite d'impulsions modulées en amplitude (modulation PAM).

Chacun des échantillons de la suite est ensuite codé et remplacé par un nombre binaire exprimant le niveau quantifié de son amplitude. C'est le principe de la modulation PCM ou modulation par impulsions codées. Soit N le nombre de niveaux de quantification qui dépend de la précision désirée. Chaque échantillon est transformé en une *syllabe* binaire composée de $n = \log_2 N$ digits. Les sources n'étant pas forcément identiques, il peut y avoir dans le message plusieurs types de syllabes de longueurs différentes.

Les informations numériques apparaissent elles-mêmes sous forme de syllabes de longueurs variables. Toutes ces syllabes sont groupées pour former une suite de *mots* d'information de même longueur, un mot contenant une ou plusieurs syllabes.

Le *message* est constitué par une suite de mots d'information complétée par des mots spéciaux de synchronisation contenant une information temps qui permet de dater les mots d'information.

Si l'on admet que l'amplitude de chaque échantillon est uniformément répartie, les N syllabes possibles sont équiprobables ; l'entropie de l'ensemble est maximale et chaque syllabe contient une quantité d'information de $n = \log_2 N$ bits. De plus, toujours avec ces mêmes hypothèses, les digits 0 et 1 sont équiprobables et chacun contient 1 bit d'information.

Dans tout ce qui suit, nous supposerons que le message est constitué par une suite de digits binaires

équiprobables. Nous les supposerons en outre statistiquement indépendants. Ces hypothèses simplifient considérablement les calculs mais ne sont pas exactement justifiées. D'une part, les mots de synchronisation qui se répètent périodiquement introduisent un élément non aléatoire dans le message. D'autre part, les échantillons successifs d'un même capteur sont certainement corrélés. On ne peut donc pas dire que, à chaque instant, l'état du digit considé ignore complètement les digits précédents.

Précisons que nous n'étudierons ici que le PCM non redondant, où chaque digit contient 1 bit d'information.

2.2. Définition des codes utilisés

Le mot code est employé ici dans un sens restrictif pour décrire la forme des digits utilisés. Si T est la durée d'un digit, les digits 0 et 1 sont représentés dans l'intervalle $[0, T]$ par des signaux d'expression $m_0(t)$ et $m_1(t)$.

Les formes des principaux codes sont représentés sur la figure 1. Ce sont :

les codes NRZ (non retour à zéro)

le code RZ (retour à zéro)

les codes biphases

le code bipolaire

En pratique, les codes NRZ et biphase sont les plus utilisés dans les transmissions spatiales. En NRZ, les deux digits sont distingués par deux niveaux continus différents. En biphase, ils sont distingués par la phase 0 ou π d'une période de signal carré de fréquence égale au rythme numérique.

Il existe une certaine variété dans les notations. Nous préférons conserver des notations homogènes, soit, comme le montre la figure 1 :

NRZ−L	1 niveau différent pour chaque digit
Biϕ −L	1 phase différente pour chaque digit
NRZ−M	1 changement de niveau pour le digit 1
Biϕ −M	1 changement de phase pour le digit 1
NRZ−S	1 changement de niveau pour le digit 0
Biϕ−S	1 changement de phase pour le digit 0

D'autres notations, utilisées par les constructeurs de conditionneurs de bits sont indiquées sur la figure 1. Ainsi le biphase M utilisé par EMR et qui est obtenu en retardant d'un demi-digit le train biphase S peut se définir ainsi : il y a une transition à la fin de chaque digit, aucune transition au milieu du digit 0, une transition au milieu du digit 1. Ce code est parfois appelé Manchester I. On trouve aussi quelquefois le code Manchester II qui est obtenu en retardant d'un demi-digit le code biphase L.

2.3. Calcul du spectre d'un signal statistique

Les propriétés statistiques du message sont invariantes pour toute translation dans le temps. Aussi

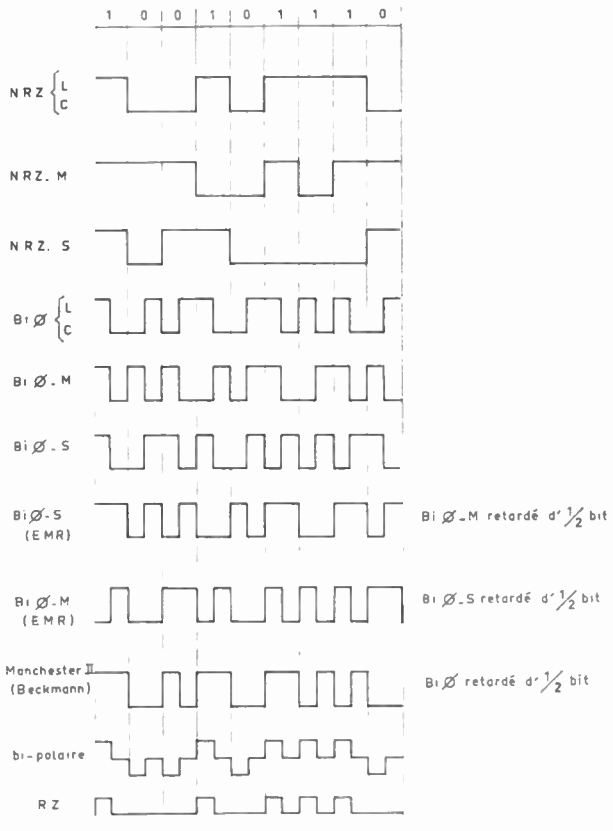


Fig. 1.

supposerons-nous qu'il est constitué par une suite de digits occupant les intervalles

$[-nT, -(n-1)T], \ldots, [0, T], \ldots, [pT, (p+1)T] \ldots$.

Dans chacun de ces intervalles, les digits 0 et 1 sont définis par les fonctions $m_0(t)$ et $m_1(t)$ que l'on peut supposer identiquement nulles hors de l'intervalle fondamental $[0, T]$.

Le message $m(t)$ peut alors s'écrire :

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} m_n(t) * \delta(t-nT) \qquad (1)$$

avec, dans le cas général :

$$m_n(t) = \begin{cases} m_0(t) \text{ avec la probabilité } p_0 \\ m_1(t) \text{ avec la probabilité } p_1 \end{cases}$$

Les fonctions $m_0(t)$ et $m_1(t)$ peuvent être complexes.

Commençons par calculer la fonction de corrélation croisée :

$$R_{m^*,m}(\tau) = \overline{m^*(t) \cdot m(t+\tau)} \, . \qquad (2)$$

Le calcul se fait successivement dans les intervalles $0 \leqq \tau \leqq T$, $T \leqq \tau \leqq 2T \ldots$. Après réarrangement des termes, il vient :

$$R_{m^*,m}(\tau) = R_1(\tau) - R_2(\tau) * \delta(\tau+T) + R_2(\tau) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau-nT)$$

$$R_1(\tau) = \sum_{i=0}^{1} p_i \frac{1}{T} \int_0^{T-\tau} m_i^*(t)\, m_i(t+\tau)\, dt$$

$$R_2(\tau) = \sum_{i=0}^{1} \sum_{j=0}^{1} p_i p_j \frac{1}{T} \int_{T-\tau}^{T} m_i^*(t)\, m_j(t+\tau-T)\, dt.$$

Comme $m_0(t)$ et $m_1(t)$ ont pour support $[0, T]$, les supports respectifs de $R_1(\tau)$ et $R_2(\tau)$ sont : $[-T, +T]$ et $[0, 2T]$.

La distribution spectrale en puissance correspondante s'obtient en prenant la transformée de Fourier de la fonction de corrélation :

$$G_{m^*.m}(f) = \mathcal{F}\left[R_{m^*.m}(\tau)\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{m^*.m}(\tau)\, e^{-2i\pi f\tau}\, d\tau.$$

Il vient :

$$G_{m^*.m}(f) = G_1(f) - G_2(f)\, e^{2i\pi fT} + G_2(f) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

où :

$$G_1(f) = \mathcal{F}\left[R_1(\tau)\right] \quad \text{et} \quad G_2(f) = \mathcal{F}\left[R_2(\tau)\right]$$

Posons :

$$F_0(f) = \mathcal{F}\left[m_0(t)\right] = \int_0^T m_0(t)\, e^{-2i\pi ft}\, dt$$

$$F_1(f) = \mathcal{F}\left[m_1(t)\right] = \int_0^T m_1(t)\, e^{-2i\pi ft}\, dt.$$

Utilisons la relation :

$$\mathcal{F}\left[\int_{-\infty}^{+\infty} f(x)\, g(x+t)\, dx\right] = F(-f) \cdot G(f)$$

$$F(f) = \mathcal{F}\left[f(x)\right] \qquad G(f) = \mathcal{F}\left[g(x)\right].$$

Il vient :

$$G_1(f) = \sum_{i=0}^{1} p_i \frac{1}{T} |F_i(f)|^2$$

$$G_2(f) = \frac{1}{T} e^{-2i\pi fT} \left| \sum_{i=0}^{1} p_i F_i(f) \right|^2.$$

D'où :

$$G_{m^*.m}(f) = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{1} p_i |F_i(f)|^2 - \frac{1}{T} \left| \sum_{i=0}^{1} p_i F_i(f) \right|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=0}^{1} p_i F_i(f) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right). \qquad (4)$$

Cette formule est générale et ne fait intervenir, outre les probabilités a priori p_0 et p_1, que les transformées de Fourier des fonctions $m_0(t)$ et $m_1(t)$. En particulier, elle évite le calcul souvent fastidieux de la densité de probabilité composée d'ordre 2 du message $m(t)$. Elle suppose uniquement les digits statistiquement indépendants.

La distribution $G_{m^*.m}(f)$ contient une partie continue et une partie discrète; en effet $F_0(f)$ et $F_1(f)$ sont certainement des fonctions continues puisqu'on a supposé les supports de $m_0(t)$ et $m_1(t)$ bornés. La partie discrète disparaît si :

$$p_0 F_0\left(\frac{n}{T}\right) + p_1 F_1\left(\frac{n}{T}\right) = 0 \qquad \forall\, n.$$

Cette condition ne fait pas particulièrement intervenir les valeurs de $m_0(t)$ et $m_1(t)$ aux instants 0 et T. En particulier, le message peut contenir des discontinuités à la fin de chaque digit sans que le spectre contienne de parties discrètes.

La distribution spectrale correspondant à la fonction de corrélation croisée

$$R_{m.m^*}(\tau) = \overline{m(t) \cdot m^*(t+\tau)}$$

s'obtient par la formule (4) en changeant f en $-f$, puisque :

$$R_{m.m^*}(\tau) = R^*_{m^*.m}(\tau)$$

d'où :

$$G_{m.m^*}(f) = G_{m^*.m}(-f).$$

Dans le cas de fonctions réelles, la fonction d'autocorrélation est :

$$R_m(\tau) = \overline{m(t) \cdot m(t+\tau)}.$$

La distribution spectrale en puissance $G_m(f)$ s'obtient par la formule (4), en conservant la même définition pour $F_0(f)$ et $F_1(f)$.

La formule (4) sera utilisée constamment dans la suite, tantôt pour des fonctions réelles, tantôt pour des fonctions complexes.

2.4. Calcul des spectres des messages PCM.

D'après nos hypothèses : $p_0 = p_1 = 1/2$. La formule (4) devient :

$$G_m(f) = \frac{1}{2T} \left[|F_0(f)|^2 + |F_1(f)|^2\right] - \frac{1}{4T} |F_0(f) + F_1(f)|^2 + \frac{1}{4T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| F_0\left(\frac{n}{T}\right) + F_1\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right). \qquad (5)$$

Avant d'étudier des cas concrets, il est intéressant de transformer la formule (5) dans le cas particulier où l'on peut écrire :

$$m_0(t) = x(t)+y(t) \quad \text{dans } [0, T],$$
$$m_1(t) = x(t)-y(t) \quad \text{dans } [0, T].$$

Le message $m(t)$ est alors la somme d'une suite périodique déterministe $X(t)$ et d'une suite aléatoire $Y(t)$ pour laquelle les deux digits sont de signes opposés.

Dans ces conditions, la formule (5) devient :

$$G_m = \frac{1}{T}|F_Y(f)|^2 + \frac{1}{T^2}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\left|F_X\left(\frac{n}{T}\right)\right|^2 \cdot \delta\left(f-\frac{n}{T}\right). \tag{6}$$

Or le spectre du signal périodique est précisément :

$$G_X(f) = \frac{1}{T^2}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\left|F_X\left(\frac{n}{T}\right)\right|^2 \cdot \delta\left(f-\frac{n}{T}\right)$$
$$F_X(f) = \int_0^T x(t)\, e^{-2i\pi ft}\, dt$$

tandis que le spectre du message $Y(t)$ est, d'après la formule (5) :

$$G_Y = \frac{1}{T}|F_Y|^2.$$

Cela permet d'écrire :

$$G_m(f) = G_X(f)+G_Y(f). \tag{7}$$

La partie discrète du spectre provient uniquement de la composante périodique du message.

Dans ce qui suit, nous supposerons toujours que l'amplitude crête à crête des signaux $m_0(t)$ et $m_1(t)$ est $2A$ et que le rythme numérique est $1/T$.

2.4.1. *Message NRZ*

Posons : $m(t) = v_0+x(t)$

avec $\begin{cases} x_0(t) = 0 & \text{dans } [0, T] \\ x_1(t) = +2A & \text{dans } [0, T] \end{cases}$

Il vient : $R_m(\tau) = v_0^2+2v_0\bar{x}+R_x(\tau)$

$$R_x(\tau) = \overline{x(t)\cdot x(t+\tau)}$$
$$\bar{x} = A.$$

La distribution spectrale est :

$$G_m(f) = (v_0^2+2Av_0)\cdot\delta(f) + G_x(f).$$

D'après la formule (5) :

$$G_x(f) = A^2T\left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2 + A^2\delta(f)$$

$$G_m(f) = A^2T\left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2 + (v_0+A)^2\delta(f). \tag{8}$$

Le spectre contient une partie discrète constituée par une raie à la fréquence 0 et une partie continue. La partie discrète disparaît si la composante continue du message est nulle.

La distribution $G_m(f)$ est représentée sur la figure 2*a*, en conservant les fréquences négatives.

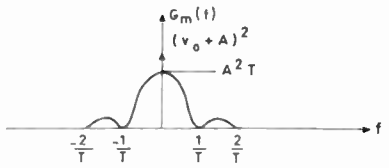


FIG. 2*a*.

2.4.2. *Message biphase*

Posons : $m(t) = v_0+x(t)$

$$x_0(t) = \begin{cases} -A & \text{dans } [0, T/2] \\ +A & \text{dans } [T/2, T] \end{cases} \qquad x_1(t) = -x_0(t)$$

Il vient de la même façon :

$$G_m(f) = A^2T\,\frac{\sin^4\frac{\pi Tf}{2}}{\left(\frac{\pi Tf}{2}\right)^2} + v_0^2\delta(f). \tag{9}$$

La distribution $G_m(f)$ est représentée sur la figure 2*b*. Dans le cas où la composante continue du message est nulle, elle est entièrement continue. En particulier, le rythme numérique n'apparaît pas, bien qu'il y ait toujours au moins une transition par digit. C'est qu'il y a, en moyenne, autant de transitions positives que de transitions négatives.

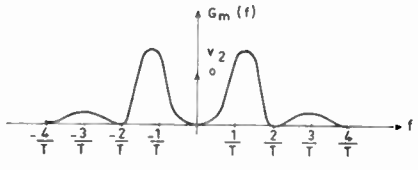


FIG. 2*b*.

2.4.3. *Messages RZ*

Posons : $m(t) = v_0+x(t)$

$$x_0(t) = y(t)-y(t)$$
$$x_1(t) = y(t)+y(t)$$
$$y(t) = \begin{cases} +A & \text{dans } [0, T/2] \\ 0 & \text{dans } [T/2, T] \end{cases}$$

La formule (6) permet de calculer :

$$G_m(f) = \frac{A^2T}{4}\left(\frac{\sin\frac{\pi Tf}{2}}{\frac{\pi Tf}{2}}\right)^2 + \left(v_0 + \frac{A}{2}\right)^2 \delta(f)$$

$$+ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A^2}{\pi^2(2n+1)^2}\,\delta\left(f - \frac{2n+1}{T}\right). \qquad (10)$$

La distribution $G_m(f)$ est donnée sur la figure 2*c*. Elle contient une partie discrète qui est exactement le spectre d'un signal carré au rythme numérique. En particulier, il est possible de récupérer, par simple filtrage dans une bande étroite autour de la fréquence $1/T$, le rythme numérique, ce qui est impossible dans les autres cas sans transformation non linéaire du message.

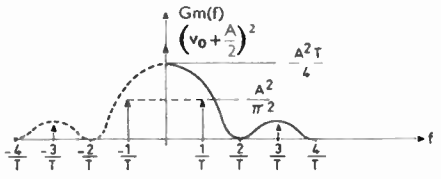


FIG. 2*c*.

2.4.4. *Message bipolaire*

Posons : $m(t) = v_0 + x(t)$

$$x_0(t) = \begin{cases} +A & \text{dans } [0, T/2] \\ 0 & \text{dans } [T/2, T] \end{cases} \qquad x_1(t) = -x_0(t)$$

Il vient :

$$G_m(f) = \frac{A^2T}{4}\left(\frac{\sin\frac{\pi Tf}{2}}{\frac{\pi Tf}{2}}\right)^2 + v_0^2\,\delta(f). \quad (11)$$

La distribution est donnée sur la figure 2*d*.

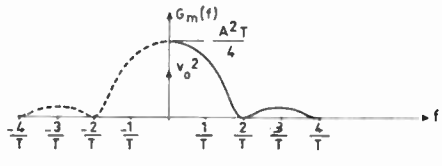


FIG. 2*d*.

2.5. COMPARAISON DES LARGEURS SPECTRALES

Il faut remarquer que les formes d'ondes utilisées sont *rectangulaires*, ce qui suppose que le message n'est pas préfiltré. Il est évident que les spectres seraient plus étroits si l'on utilisait des implusions à flancs moins raides comme des impulsions gaussiennes ou sinusoïdales.

Le message en impulsions rectangulaires est celui qui apparaît à la sortie du convertisseur analogique-numérique avant modulation de la porteuse ou de la sous-porteuse. Dans le cas où il est préfiltré avant modulation, la largeur de bande est limitée, mais cela introduit une certaine corrélation dans la suite des digits.

Les courbes de la figure 2 montrent que tous les spectres sauf celui du biphase ont le maximum d'énergie sur la fréquence 0. Pour le biphase, le maximum est situé au voisinage de la fréquence $1/T$ et la courbe a un zéro d'ordre 2 à la fréquence 0.

Le spectre NRZ est le plus étroit, donc le plus intéressant pour la largeur de bande. Les autres spectres sont deux fois plus large. Il est intéressant de calculer le pourcentage de la puissance totale contenue dans les lobes du spectre :

a) *NRZ*. La puissance contenue dans la bande vidéo $[0, 1/T]$ est :

$$P\left(\frac{1}{T}\right) = 2A^2T\int_0^{1/T}\left(\frac{\sin\pi fT}{\pi fT}\right)^2 df.$$

En utilisant la relation :

$$\int_0^u \frac{\sin^2 x}{x^2}\,dx = -\frac{\sin^2 u}{u} + \mathrm{Si}\,(2u)$$

$$\mathrm{Si}\,(2u) = \int_0^{2u}\frac{\sin x}{x}\,dx,$$

le calcul du pourcentage de l'énergie totale donne 90 % en supposant que la composante continue soit nulle.

b) *Biphase*. La puissance contenue dans la bande $[0, 2/T]$ est :

$$P\left(\frac{2}{T}\right) = 2A^2T\int_0^{2/T}\frac{\sin^4\frac{\pi fT}{2}}{\left(\frac{\pi fT}{2}\right)^2}\,df.$$

En utilisant la relation :

$$\int_0^u \frac{\sin^4 x}{x^2}\,dx = -\frac{\sin^4 u}{u} + \mathrm{Si}\,(2u) - \frac{1}{2}\,\mathrm{Si}\,(4u),$$

le calcul du pourcentage de la puissance totale donne 87 % soit un peu moins que pour le NRZ.

On voit que, pour sensiblement le même pourcentage de l'énergie totale, le NRZ demande moitié moins de bande que les autres codes.

Remarquons enfin que ces spectres sont valables statistiquement c'est-à-dire représentent la répartition spectrale *moyenne* de la puissance pour un grand nombre de digits.

3. Calcul des spectres HF

Après sa constitution, le message est transmis par modulation d'une onde HF de fréquence élevée. Tous les procédés de modulation connus peuvent être utilisés. En pratique, c'est la modulation angulaire qui est généralement employée. Nous nous bornerons à considérer le cas de la modulation de phase, bien que la modulation de fréquence soit également utilisée.

Généralement il est nécessaire de laisser subsister dans le spectre HF une composante discrète à la fréquence de la porteuse pour pouvoir effectuer une démodulation cohérente. Celle-ci utilise une boucle à verrouillage de phase à bande étroite qui présente l'inconvénient de comprimer une partie du spectre au voisinage de la fréquence porteuse. Une partie plus ou moins grande de l'information est perdue de ce fait. Dans le cas des faibles rythmes numériques, cette perte est inacceptable. Il faut alors moduler une sous-porteuse qui module à son tour une porteuse.

3.1. Modulation de phase de la porteuse

La porteuse de fréquence f_0 et d'amplitude A est modulée en phase par le message vidéo étudié dans les paragraphes précédents. Nous nous limiterons aux codes NRZ et biphase qui sont le plus fréquemment utilisés.

Il faut distinguer deux procédés de modulation.

Le premier est la modulation de phase normale. La phase de l'oscillateur est directement modulée par le message. A chaque transition correspond une rotation instantanée de phase, d'amplitude déterminée, proportionnelle à l'amplitude crête à crête du message. Au début de chaque digit, la phase a, par contre, une valeur quelconque qui varie d'un digit au suivant.

Dans le deuxième procédé, c'est au contraire la phase au début de chaque digit qui a une valeur fixe, fonction de la valeur 0 ou 1 du digit. Cette technique est, à proprement parler, de la manipulation de phase et suppose que l'on est maître de la phase au début du digit.

La modulation couramment appelée PSK (Phase Shift Keying) est un cas particulier dans lequel la fréquence f_0 est un multiple du rythme numérique et la phase initiale égale à 0 ou à π.

Le premier procédé est une modulation incohérente : la phase moyenne de l'onde non modulée est une variable aléatoire à répartition uniforme dans $[0, 2\pi]$. La modulation PSK est évidemment cohérente.

Examinons successivement les deux cas.

3.1.1. *Modulation incohérente*

Ecrivons le signal modulé :

$$s(t) = A \cos [\omega_0 t + m(t) + \varphi] \qquad (12)$$

où $m(t)$ = message vidéo modulant de valeurs crêtes $\pm m$ (radians)

et φ = variable aléatoire à distribution uniforme.

A chaque transition dans le message, correspond une rotation de phase de $\pm 2\,m$ suivant le signe de la transition.

La fonction d'autocorrélation est la moyenne statistique :

$$R_s(\tau) = \overline{s(t_1) \cdot s(t_2)}$$

où t_1 = instant fixe, quelconque, $t_2 = t_1 + \tau$

Il est aisé de calculer :

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{2} \overline{\cos [\omega_0 \tau + m_2 - m_1]} + \frac{A^2}{2} \overline{\cos [\omega_0 (t_1 + t_2) + m_1 + m_2]}\ \overline{\cos 2\varphi} - \frac{A^2}{2} \overline{\sin [\omega_0 (t_1 + t_2) + m_1 + m_2]}\ \overline{\sin 2\varphi},$$

avec : $m(t_2) = m_2 \qquad m(t_1) = m_1$

En effet, les variables aléatoires m_1, m_2 et φ sont statistiquement indépendantes. Comme :

$$\overline{\cos 2\varphi} = \overline{\sin 2\varphi} = 0,$$

il vient :

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{2} \Re \left\{ e^{i\omega_0 \tau}\, \overline{e^{i(m_2 - m_1)}} \right\}. \qquad (13)$$

Par définition

$$\overline{e^{i(m_2 - m_1)}} = \iint_{-\infty}^{+\infty} e^{i(m_2 - m_1)}\, p(m_1, m_2)\, dm_1\, dm_2.$$

Le calcul de $p(m_1, m_2)$ n'est pas compliqué mais fastidieux. Il est plus simple de calculer directement la distribution spectrale en prenant la transformée de Fourier de $R_s(\tau)$.

$$G_s(f) = \mathcal{F}[R_s(\tau)] = \frac{A^2}{4} [F(f) * \delta(f - f_0) + F^*(-f) * \delta(f + f_0)], \qquad (14)$$

avec :

$$F(f) = \mathcal{F}[\overline{e^{i(m_2 - m_1)}}] \qquad F^*(-f) = \mathcal{F}[\overline{e^{i(m_1 - m_2)}}].$$

Les formules (4) et (5) permettent de calculer directement $F(f)$, puisque :

$$\overline{e^{i(m_2 - m_1)}} = \overline{(e^{im_1})^* \cdot e^{im_2}}$$

est du type de la formule (2). Il faut alors prendre :

$$F_0(f) = \int_0^T e^{im_0(t)}\, e^{-2i\pi f t}\, dt$$

$$F_1(f) = \int_0^T e^{im_1(t)}\, e^{-2i\pi f t}\, dt.$$

3.1.1.*a Messages en code NRZ*

Supposons que : $m_1(t) = +m$ dans $[0, T]$

$m_0(t) = -m$ dans $[0, T]$

Les formules (4), (5) et (14) permettent de calculer :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}[\delta(f-f_0) + \delta(f+f_0)]$$

$$* \left[\cos^2 m \cdot \delta(f) + \sin^2 m \cdot T \left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2\right]. \quad (15)$$

Elle est représentée sur la figure 3 et contient une partie continue et une partie discrète. La partie discrète se compose de deux raies sur les fréquences $\pm f_0$

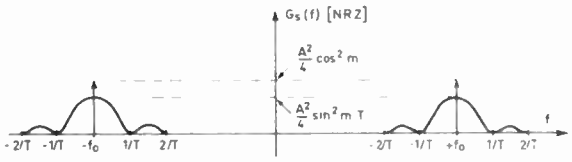


FIG. 3.

et contient une puissance égale à $\frac{A^2}{2}\cos^2 m$. La partie continue a une forme analogue à la distribution du message vidéo de la figure 2*a* et contient une puissance égale à $\frac{A^2}{2}\sin^2 m$. En fonction de l'indice m, la puissance totale $P_t = A^2/2$ se partage entre la partie discrète et la partie continue. Pour $m = \pm \pi/2$, la partie discrète disparaît. Physiquement, en notation de Fresnel, les digits 1 et 0 sont représentés par deux vecteurs de phase $+\pi/2$ et $-\pi/2$ (fig. 4). Comme $p_0 = p_1 = \frac{1}{2}$ il y a, en moyenne, autant de vecteurs à $+\pi/2$ que de vecteurs à $-\pi/2$. La résultante moyenne est donc nulle. Pour $m = \pi$, la partie continue disparaît : il reste le spectre de la porteuse qui ne contient plus aucune information.

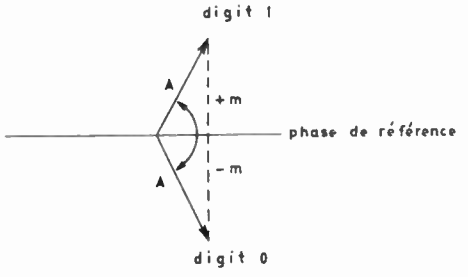


FIG. 4.

La figure 3 montre que la majeure partie de la puissance est concentrée autour de la porteuse. Il est intéressant de calculer le pourcentage de la puissance de la partie continue contenue dans l'intervalle $[-1/T, +1/T]$ centré sur la porteuse. Soit $P(1/T)$ cette puissance.

Il faut distinguer deux cas suivant les valeurs respectives de f_0 et $1/T$ comme le montre la figure 3.

• 1er cas : $f_0 \gg \frac{1}{T}$

Les deux spectres centrés sur $\pm f_0$ ne se recouvrent pas et on calcule comme au paragraphe 1.5 :

$$P(1/T) = 2\frac{A^2}{4} T \sin^2 m \int_{-1/T}^{1/T} \frac{\sin^2 \pi Tf}{(\pi Tf)^2} \, df ,$$

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}90. \quad (16)$$

Donc, les 90 % de la puissance continue sont localisés dans le lobe central du spectre.

• 2e cas : $f_0 \sim \frac{1}{T}$.

Les deux spectres centrés sur $\pm f_0$ se recouvrent partiellement. Il faut écrire :

$$P(1/T) = 2\frac{A^2}{4} T \sin^2 m \int_{-1/T}^{1/T} \left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2 df + 2\frac{A^2}{4} T \sin^2 m \int_{2f_0-1/T}^{2f_0+1/T} \left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2 df .$$

Il est facile de calculer le deuxième terme dans le cas particulier où la fréquence f_0 est un multiple du rythme numérique :

$$f_0 = \frac{k}{T}$$

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \cdot \frac{1}{\pi}\Big[2\,\mathrm{Si}(2\pi) + \mathrm{Si}[(4k+2)\pi] - \mathrm{Si}[(4k-2)\pi]\Big] \quad (17)$$

Pour $k = 1$, le recouvrement est maximal et

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}935.$$

Pour $k = 2$, le recouvrement est moins important et

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}91.$$

En pratique, dès que k dépasse 3 ou 4, le recouvrement peut être négligé et la formule (16) utilisée. D'ailleurs le cas où la fréquence porteuse est du même ordre de grandeur que le rythme numérique est irréaliste puisque f_0 est toujours très grand devant $1/T$. Cependant la formule (17) nous sera utile pour la comparaison avec la modulation cohérente.

Il est intéressant de démoduler la porteuse de façon cohérente par une boucle à verrouillage de phase à bande étroite. Pour que celle-ci puisse se verrouiller sur la phase moyenne, il est nécessaire que le spectre contienne une raie sur la fréquence $\pm f_0$. L'indice m doit donc être différent de $\pi/2$.

Par ailleurs, les fréquences situées au voisinage de la porteuse et inférieures à la fréquence de coupure de la boucle sont effacées du spectre par compression et l'information correspondante est perdue. Le message démodulé est plus ou moins dérivé, ce qui peut perturber le bon fonctionnement du conditionneur de bits qui suit. Il est nécessaire, pour éviter ceci, que le rythme numérique soit grand devant la fréquence de coupure de la boucle.

Il y a une autre raison, plus fondamentale, qui rend la démodulation cohérente incertaine. La distribution spectrale de la figure 3 est obtenue en faisant la moyenne de $-\infty$ à $+\infty$. Dans ce cas, il y a toujours une porteuse (si $m \neq \pi/2$) dont la phase est la référence nécessaire à la démodulation. Or, vis-à-vis de la boucle, la moyenne doit être prise sur un intervalle de l'ordre de grandeur de la constante de temps de la boucle. Il suffit alors qu'il y ait une suite suffisamment longue de 0 ou de 1, pour que la boucle se verrouille sur la phase $\pm m$ correspondante, qui n'est pas la phase de référence. La modulation cohérente est alors impossible. En fait, il est nécessaire que la fréquence des transitions soit grande devant la fréquence de coupure de la boucle pour que la boucle puisse se verrouiller sur la phase de référence. Or, cette condition n'est pas nécessairement toujours réalisée avec le code NRZ. Une des raisons de l'utilisation de bits de parité et de bits de synchronisation de mots est d'augmenter la fréquence des transitions.

3.1.1*b* *Messages en code biphase*

Supposons toujours la valeur crête de $m(t)$ égale à $\pm m$. La formule (14) permet de calculer comme précédemment :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\left[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)\right] * \left[\cos^2 m\cdot\delta(t) + \sin^2 m\cdot T\,\frac{\sin^4\dfrac{\pi Tf}{2}}{\left(\dfrac{\pi Tf}{2}\right)^2}\right]. \quad (18)$$

Elle est représentée sur la figure 5 et contient une partie continue et une partie discrète. Comme pour le code NRZ, la partie discrète disparaît pour $m = \pm\,\pi/2$. Par contre, la puissance n'est plus concentrée autour de la porteuse. Le code biphase se prête donc bien à la démodulation cohérente de phase ; la puissance perdue dans la boucle est négligeable, sauf pour une valeur très faible du rythme numérique.

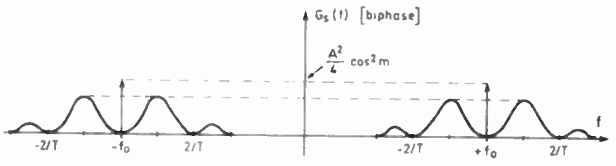


FIG. 5.

En outre, il y a toujours au moins une transition par digit et il suffit que $1/T$ soit grand devant la fréquence de coupure de la boucle pour que celle-ci se verrouille sur la phase de référence. Par contre, la largeur spectrale est deux fois plus grande qu'en NRZ. La puissance continue contenue dans la bande $[-2/T, +2/T]$ autour de la porteuse est :

$$P(2/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}87. \quad (19)$$

Le calcul est analogue à celui du paragraphe 2.5.

3.1.2. *Modulation cohérente. Message en code NRZ*

Dans le cas général, le signal modulé $s(t)$ s'écrit :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{A\cos[\omega_0 t + m_n(t) + \varphi] \times [Y(t) - Y(t-T)]\} * \delta(t-nT), \quad (20)$$

où $Y(t)$ représente la fonction échelon unité.

Nous ne traiterons ici que le cas du code NRZ. Les calculs sont plus simples et les conclusions sont valables pour le code biphase.

Le signal est une succession de tronçons de sinusoïdes adjacents de durée T, de phases initiales $\varphi \pm m$ suivant la valeur du digit, de phases finales $\omega_0 T + \varphi \pm m$. La phase φ est fixe et connue, la modulation est donc cohérente. Les digits 0 et 1 sont représentés dans l'intervalle $[0, T]$ par les signaux :

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A\cos[\omega_0 t - m + \varphi] \\ s_1(t) &= A\cos[\omega_0 t + m + \varphi]. \end{aligned} \quad (21)$$

La fonction d'autocorrélation peut être calculée. Il est plus simple ici d'appliquer directement la formule (5) qui donne la distribution spectrale. Il vient :

$$G_s(f) = \frac{1}{2T}\left[|S_0(f)|^2 + |S_1(f)|^2\right] - \frac{1}{4T}\left[|S_0(f) + S_1(f)|^2\right] + \frac{1}{4T^2}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\left|S_0\left(\frac{n}{T}\right) + S_1\left(\frac{n}{T}\right)\right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (22)$$

Les transformées de Fourier $S_0(f)$ et $S_1(f)$ sont définies par :

$$S_1(f) = A\int_0^T \cos[\omega_0 t + m + \varphi]\, e^{-2i\pi ft}\, dt,$$

$$S_0(f) = A\int_0^T \cos[\omega_0 t - m + \varphi]\, e^{-2i\pi ft}\, dt.$$

Le calcul donne :

$$S_1(f) = \frac{A}{2}\left[e^{im}C_1 + e^{-im}C_2\right],$$

$$S_0(f) = \frac{A}{2}\left[e^{-im}C_1 + e^{im}C_2\right],$$

où

$$C_1 = e^{i\varphi}\cdot\left[e^{-i\pi Tf}\frac{\sin \pi Tf}{\pi f}\right] * \delta(f-f_0),$$

$$C_2 = e^{-i\varphi}\left[e^{-i\pi Tf}\frac{\sin \pi Tf}{\pi f}\right] * \delta(f+f_0).$$

La formule (22) se met sous la forme :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4T}\sin^2 m\,\{|C_1|^2 + |C_2|^2 - 2\,\mathcal{R}(C_1C_2^*)\} + \frac{A^2}{4T^2}\cos^2 m \sum_{n=-\infty}^{+\infty}[|C_1|^2+|C_2|^2+2\mathcal{R}(C_1C_2^*)]\cdot\delta\left(f-\frac{n}{T}\right) \qquad (23)$$

Comme pour les cas précédents, la distribution contient une partie continue et une partie discrète, le partage entre les deux dépendant de la valeur de l'indice m. La partie discrète disparaît pour $m = \pm \pi/2$, et ceci, indépendamment de la valeur de φ, donc de la valeur de la phase au début des digits.

Les deux composantes du spectre, discrète et continue, contiennent trois termes dont l'un, $2\,\mathcal{R}(C_1\,C_2^*)$, est l'interaction des deux autres C_1 et C_2. Les trois termes s'écrivent :

$$|C_1|^2 = \frac{\sin^2 \pi Tf}{\pi^2 f^2} * \delta(f-f_0),$$

$$|C_2|^2 = \frac{\sin^2 \pi Tf}{\pi^2 f^2} * \delta(f+f_0),$$

$$\mathcal{R}(C_1C_2^*) = \cos(\omega_0 T + 2\varphi)\left[\frac{\sin \pi Tf}{\pi f} * \delta(f-f_0)\right] \times \left[\frac{\sin \pi Tf}{\pi f} * \delta(f+f_0)\right].$$

Le terme d'interaction se met sous une forme intéressante lorsque la fréquence f_0 est un multiple du rythme numérique $1/T$. Supposons donc :

$$f_0 = \frac{k}{T}.$$

La distribution spectrale devient :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\left[\cos^2 m\cdot\delta(f) + \sin^2 m\cdot T\left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2\right] * [\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)] - \frac{A^2}{4}\sin^2 m\,\frac{\cos 2\varphi}{\pi f_0}\,\frac{\sin^2 \pi Tf}{\pi Tf} * [\delta(f-f_0)-\delta(f+f_0)]. \qquad (24)$$

Elle est la somme de deux termes. Le premier représente la distribution obtenue dans le cas de la modulation incohérente (formule (15)). Le deuxième est le terme d'interaction et est fonction de l'angle φ.

Afin d'évaluer la contribution de ce terme, calculons la puissance continue $P(1/T)$ contenue dans la bande $[-1/T, +1/T]$ centrée sur f_0. La formule (24) permet de calculer, en utilisant la formule (17) :

$$P(1/T) = \frac{A^2}{2}\sin^2 m\cdot\frac{1}{\pi}\left[2\,\mathrm{Si}(2\pi) + \mathrm{Si}[(4k+2)\pi] - \mathrm{Si}[(4k-2)\pi]\right] + \frac{A^2}{2}\sin^2 m\,\frac{\cos 2\varphi}{2k\pi^2}\left[\ln\frac{2k+1}{2k-1} - \mathrm{Ci}[(4k+2)\pi] + \mathrm{Ci}[(4k-2)\pi]\right].$$

Le deuxième terme résulte de la cohérence de la modulation. Il tend vers zéro quand k tend vers l'infini. A la limite, il reste seulement :

$$\lim_{k\to\infty} P(1/T) = \frac{A^2}{2}\sin^2 m\,\frac{2\,\mathrm{Si}(2\pi)}{\pi}.$$

La puissance contenue dans le lobe central est alors la même que pour la modulation incohérente.

Pour $k = 1$, le calcul donne :

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m\,[0{,}935 + \cos 2\varphi \times 0{,}055].$$

Suivant la valeur de φ, la puissance est plus ou moins concentrée dans le lobe central. La puissance est plus grande que pour la modulation incohérente pour :

$$-\frac{\pi}{4} \leqq \varphi \leqq \frac{\pi}{4} \qquad \frac{3\pi}{4} \leqq \varphi \leqq \frac{5\pi}{4}.$$

Elle est moins grande pour :

$$\frac{\pi}{4} \leqq \varphi \leqq \frac{3\pi}{4} \qquad -\frac{3\pi}{4} \leqq \varphi \leqq -\frac{\pi}{4}.$$

Dans le cas où $\varphi = 0$ ou π, la concentration est maximale, alors :

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}989.$$

Si, en outre, $m = \pi/2$, la quasi-totalité de la puissance est concentrée dans le lobe central. Le signal est alors continu et la porteuse passe par zéro au moment des transitions.

Pour $k = 2$, le calcul donne :

$$P(1/T) = P_t \sin^2 m \times 0{,}935.$$

Nous venons de voir le rôle joué par l'angle φ dans la concentration de la puissance. Pour $\varphi = 0$, la puissance est plus grande que pour la modulation incohérente. Pour $\varphi = \pi/2$, elle est au contraire plus petite. Toutefois, dès que k dépasse quelques unités, la valeur de φ n'a pratiquement plus d'influence.

Il est intéressant de chercher quel est le comportement asymptotique de l'enveloppe de la distribution pour les grandes valeurs de f. Ce comportement dépend de la valeur de φ même pour les grandes valeurs de k. Examinons les deux cas extrêmes relevés pour $k = 1$.

En supposant $\varphi = 0$, la formule (24) peut s'écrire :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\cos^2 m\,[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)] + \frac{A^2}{T}\sin^2 m\,\frac{f_0^2 \sin^2 \pi Tf}{\pi^2 (f^2-f_0^2)^2}. \qquad (25)$$

L'enveloppe décroît à l'infini comme $1/f^4$ au lieu de $1/f^2$ pour la modulation incohérente.

En supposant $\varphi = \pi/2$, la formule (24) devient :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\cos^2 m\,[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)] + \frac{A^2}{T}\sin^2 m\,\frac{f^2 \sin^2 \pi Tf}{\pi^2 (f^2-f_0^2)^2}. \qquad (26)$$

La décroissance à l'infini est en $1/f^2$ comme pour la modulation incohérente.

Il en résulte que la modulation cohérente est toujours intéressante, quel que soit k, quand la valeur de l'angle φ est bien choisie. La décroissance en $1/f^4$ permet de réduire la diaphonie entre deux canaux adjacents. Pour la valeur faible de k, la puissance contenue dans le lobe central est augmentée. Le cas le plus intéressant est celui où l'indice en est égal à $\pi/2$: on retrouve alors la modulation PSK au sens restrictif où on l'entend habituellement. La phase de la porteuse est continue au moment des transitions.

3.2. Modulation en phase d'une sous-porteuse

La modulation de porteuse a l'inconvénient de concentrer l'énergie au voisinage de la fréquence $\pm f_0$, ce qui est gênant dans le cas de rythmes numériques faibles. Il est préférable, dans ce cas, de moduler préalablement une sous-porteuse par le message avant de moduler la phase de la porteuse.

De la même façon que précédemment, la modulation peut être cohérente ou incohérente.

3.2.1. *Modulation incohérente*

La modulation est du type PCM/PM/PM et le signal modulé a pour expression :

$$s(t) = A\cos\left[\omega_0 t + m_0 \sin\left[\omega_s t + m(t) + \psi\right] + \varphi\right] \qquad (27)$$

f_0 = fréquence porteuse

f_s = fréquence sous-porteuse

m_0 = indice de modulation de la porteuse par la sous-porteuse

φ = variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$

ψ = variable aléatoire uniformément répartie

$m(t)$ = message rectangulaire de valeurs crêtes $\pm m_s$

La fonction d'autocorrélation est :

$$R_s(\tau) = \overline{s(t_1)\cdot s(t_2)}$$

Posons :

$$\theta(t) = \omega_s t + m(t) + \psi, \qquad \theta_1 = \theta(t_1), \qquad \theta_2 = \theta(t_2).$$

En utilisant le développement :

$$e^{im\sin\theta(t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m)\, e^{in\theta(t)},$$

il vient :

$$\overline{s(t_1)\cdot s(t_2)} = \frac{A^2}{4} e^{i\omega_0(2t_1+\tau)}\,\overline{e^{2i\varphi}} \sum_{p=-\infty}^{+\infty}\sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_p(m_0) J_q(m_0)\,\overline{e^{ip\theta_1}\, e^{iq\theta_2}}$$

$$+ \frac{A^2}{4} e^{-i\omega_0(2t_1+\tau)}\,\overline{e^{-2i\varphi}} \sum_q\sum_s (-1)^{q+s} J_q(m_0) J_s(m_0)\,\overline{e^{iq\theta_1}\, e^{is\theta_2}}$$

$$+ \frac{A^2}{4} e^{i\omega_0\tau} \sum_q\sum_r (-1)^q J_q(m_0) J_r(m_0)\,\overline{e^{iq\theta_1}\, e^{ir\theta_2}}$$

$$+ \frac{A^2}{4} e^{-i\omega_0\tau} \sum_p\sum_s (-1)^s J_p(m_0) J_s(m_0)\,\overline{e^{ip\theta_1}\, e^{is\theta_2}}.$$

Les variables aléatoires θ_1, θ_2 et φ sont en effet statistiquement indépendantes. La répartition uniforme de φ entraîne :

$$\overline{e^{2i\varphi}} = \overline{e^{-2i\varphi}} = 0.$$

Les deux premiers termes sont nuls. Il reste :

$$\overline{s(t_1)\cdot s(t_2)} = \frac{A^2}{4} e^{i\omega_0\tau} \sum_q\sum_r (-1)^q J_q(m_0) J_r(m_0)\, e^{i(q\omega_s t_1 + r\omega_s t_2)}\, e^{i(qm_1 + rm_2)}\,\overline{e^{i(q+r)\psi}}$$

$$+ \frac{A^2}{4} e^{-i\omega_0\tau} \sum_p\sum_s (-1)^s J_p(m_0) J_s(m_0)\, e^{i(p\omega_s t_1 + s\omega_s t_2)}\, e^{i(pm_1 + sm_2)}\,\overline{e^{(p+s)\psi}}.$$

Les variables aléatoires m_1, m_2 et ψ sont en effet statistiquement indépendantes par définition. La répartition uniforme de ψ entraîne :

$$\overline{e^{i(q+r)\psi}} = \begin{cases} 1 & q+r=0 \\ 0 & q+r\neq 0 \end{cases}$$

$$\overline{e^{i(p+s)\psi}} = \begin{cases} 1 & p+s=0 \\ 0 & p+s\neq 0 \end{cases}$$

Il vient finalement :

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{2}\,\mathcal{R}\left\{e^{i\omega_0\tau}\sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\,e^{iq\omega_s\tau}\,\overline{e^{iq(m_2-m_1)}}\right\}. \quad (28)$$

La distribution spectrale est :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\,\delta(f-f_0) * \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\,\delta(f-f_s) * F_q(f) + \frac{A^2}{4}\,\delta(f+f_0) * \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\,\delta(f+f_s) * F_q^*(-f). \quad (29)$$

$$F_q(f) = \mathcal{F}\left[\overline{e^{iq(m_2-m_1)}}\right],$$

$$F_q^*(-f) = \mathcal{F}\left[\overline{e^{iq(m_1-m_2)}}\right].$$

3.2.1*a* *Messages en code NRZ*

Par analogie avec la formule (15) qui correspond au cas $q = 1$, il vient immédiatement :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\left[\delta(f-f_0-qf_s) + \delta(f+f_0+qf_s)\right] * \left[\cos^2 qm_s\cdot\delta(f) + \sin^2 qm_s\cdot T\left(\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf}\right)^2\right]. \quad (30)$$

Elle est représentée sur la figure 6*a* et contient une partie discrète et une partie continue. La partie discrète possède une infinité de raies sur les fréquences algébriques $\pm f_0 + qf_s$, contenant chacune une puissance $\frac{A^2}{2} J_q^2(m_0)\cos^2 qm_s$. Chaque raie porte un spectre continu qui est identique, à l'amplitude près, au spectre du message vidéo. Seule la raie de porteuse ne porte aucune partie continue.

La puissance contenue sur la porteuse est

$$P_p = P_t\,J_0^2(m_0).$$

Elle s'annule par $m_0 = 2{,}4$ comme en l'absence de modulation PCM et ne dépend pas de l'indice m_s. La puissance totale (continue + discrète) contenue dans le spectre partiel centré sur la fréquence $\pm f_0 + qf_s$ est $\frac{A^2}{2} J_q^2(m_0)$. C'est l'indice m_s qui détermine le partage entre la partie discrète et la partie continue.

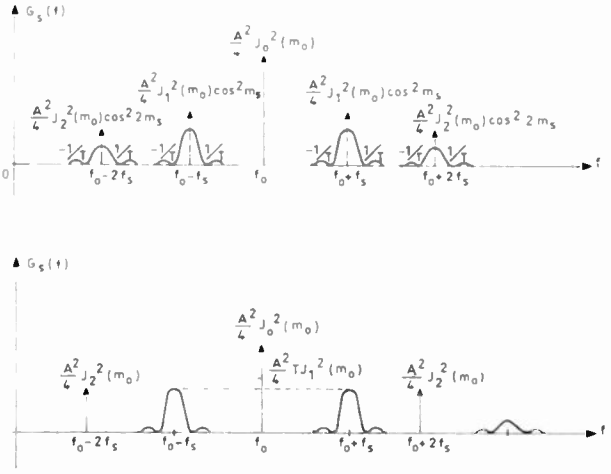


FIG. 6*a* et *b*.

En l'absence de modulation PCM, la distribution est entièrement discrète et est classique :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\left[\delta(f-f_0-qf_s) + \delta(f+f_0+qf_s)\right].$$

On peut considérer chacune de ces raies comme une porteuse et lui appliquer individuellement la formule 15 en tenant compte de ce que l'indice dépend du rang de la raie. En particulier, l'indice est nul pour la porteuse puisque $q = 0$. On retrouve la formule (30).

Le cas particulier où $m_s = \pi/2$ est représenté sur la figure 6*b*. Seules subsistent les raies de fréquences $\pm f_0 + 2nf_s$; sur les fréquences $\pm f_0 + (2n+1)f_s$ la puissance est totalement continue. Ce cas est particulièrement intéressant car la puissance continue sur les deux premières bandes latérales est maximale.

3.2.1*b* *Messages en code biphase*

De la même façon, la distribution spectrale est :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4}\sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q^2(m_0)\left[\delta(f-f_0-qf_s) + \delta(f+f_0+qf_s)\right] * \left[\cos^2 qm_s\cdot\delta(f) + \sin^2 qm_s\cdot T\frac{\sin^4\frac{\pi Tf}{2}}{\left(\frac{\pi Tf}{2}\right)^2}\right]. \quad (31)$$

Elle est représentée sur la figure 7*a* et les remarques sont les mêmes que précédemment.

Nous n'avons fait aucune hypothèse sur les valeurs de f_s et $1/T$: dans ces conditions, les spectres partiels centrés sur les fréquences $\pm f_0 + qf_s$ peuvent se recouvrir en partie et s'ajouter en puissance. Ceci n'est plus vrai dans le cas d'une modulation cohérente.

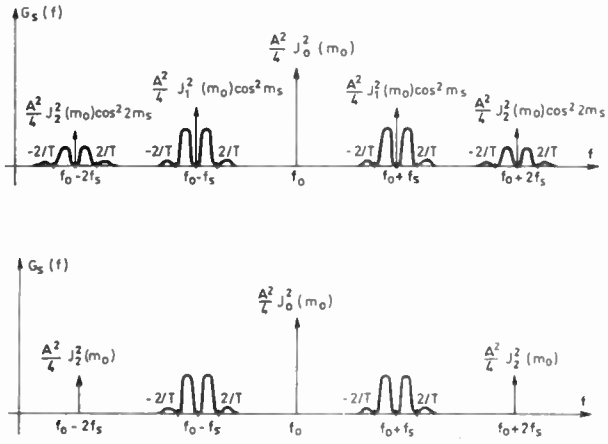


FIG. 7*a* et *b*.

3.2.2. *Modulation cohérente*

La porteuse est modulée de la façon incohérente, la sous-porteuse de façon cohérente. Au début d'un digit, la phase de la porteuse est $\psi \pm m_s$ suivant la nature du digit.

Le signal modulé s'écrit :

$$s(t) = A \cos [\omega_0 t + \theta(t) + \varphi],$$

avec :

$$\theta(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} m_0 \{\sin (\omega_s t \pm m_s + \psi) \times [Y(t) - Y(t-T)]\} * \delta(t - nT).$$

L'indice de modulation de la porteuse par la sous-porteuse est m_0. La phase $\theta(t)$ est une suite de tronçons de sinusoïde adjacents, de fréquence f_s. Leur phase initiale au moment de transitions est $\psi \pm m_s$ suivant la valeur du digit.

Le caractère aléatoire de φ permet de calculer comme précédemment :

$$R_s(\tau) = \frac{A^2}{2} \Re \{e^{i\omega_0 \tau} \overline{e^{i(\theta_2 - \theta_1)}}\}.$$

La distribution spectrale est :

$$G_s(f) = \frac{A^2}{4} F(f) * \delta(f - f_0) + \frac{A^2}{4} F^*(-f) * \delta(f + f_0), \qquad (32)$$

avec $$F(f) = \mathcal{F} [\overline{e^{i(\theta_2 - \theta_1)}}].$$

Le calcul de $F(f)$ utilise les formule (4) et (5). Les fonctions $F_0(f)$ et $F_1(f)$ sont définies par :

$$F_0(f) = \int_0^T e^{im_0 \sin [\omega_s t - m_s + \psi]} dt,$$

$$F_1(f) = \int_0^T e^{im_0 \sin [\omega_s t + m_s + \psi]} dt. \qquad (33)$$

Plaçons-nous dans le cas où $f_s = k/T$, qui est le cas le plus intéressant. Il vient :

$$F(f) = \frac{1}{T} \frac{\sin^2 \pi T f}{\pi^2} \left| \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p(m_0) \frac{1}{f - pf_s} e^{ip\psi} \sin p m_s \right|^2 + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p^2(m_0) \cos^2 p m_s \cdot \delta(f - pf_s). \qquad (34)$$

D'après la formule (32), la partie discrète de la distribution spectrale s'écrit :

$$\frac{A^2}{4} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p^2(m_0) \cos^2 p m_s \cdot \delta(f - pf_s) * [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]. \qquad (35)$$

Elle est identique à celle qui a été obtenue pour la modulation incohérente.

La partie continue est, par contre, différente mais il est assez difficile de montrer, dans le cas général, que la cohérence de la modulation conduit à un rétrécissement de la largeur spectrale.

De la même façon que pour la modulation cohérente de la porteuse, le cas le plus intéressant est obtenu pour $\psi_s = \pi/2$, $m_s = \pi/2$. Dans ce cas, la formule (31) montre que la phase du signal $s(t)$ est continue.

La partie continue de $G_s(f)$ dont chacun des termes décroît à l'infini comme $1/f^4$, s'écrit alors :

$$\frac{A^2}{T} \frac{\sin^2 \pi T f}{\pi^2} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \frac{J_{2p+1}(m_0) J_{2q+1}(m_0)}{[f^2 - (2p+1)^2 f_s^2][f^2 - (2q+1)^2 f_s^2]} (2p+1)(2q+1) f_s^2 * [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]. \qquad (36)$$

En pratique, l'indice m_0 est suffisamment petit pour que les valeurs de $J_p(m_0)$ soient négligeables pour $p>2$. En supposant toujours $\psi_s = \pi/2$, la formule (24) se simplifie pour donner, quel que soit m_s :

$$\frac{A^2}{2}\,\frac{\sin^2 \pi T f}{\pi^2}\left[\frac{J_1^2(m_0)\sin^2 m_s}{(f^2-f_s^2)^2}\,f_s^2 + \frac{J_2^2(m_0)\sin^2 2m_s}{(f^2-4f_s^2)^2}\,4f_s^2\right] * [\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)]. \tag{37}$$

En comparant à la formule (30), chacun des termes décroît à l'infini comme $1/f^4$ au lieu de $1/f^2$.

* * *

Cet article et les deux suivants décrivent partiellement le résultat des études faites par le Département de l'Électronique spatiale de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil (C.S.F.) sous contrat 65-280 du Centre National d'Études Spatiales.

Les auteurs de ces articles tiennent à remercier M. TARAMAZZO de la Division Études et Développements Techniques du C.N.E.S. pour les directives éclairées qu'il leur a prodiguées et les conseils techniques qu'il leur a donnés lors de la réalisation de ce travail.

CONDITIONNEMENT DE MESSAGE DE TÉLÉMESURE PCM

PAR

J. DUPRAZ ET T.A. HAWKES

Direction de l'Electronique Spatiale

CSF - Corbeville

1. Introduction

Après démodulation de la porteuse ou d'une sous-porteuse, le récepteur de télémesure fournit un message PCM plus ou moins filtré et perturbé auquel s'ajoute un terme de bruit. Ce signal ne peut être exploité directement et doit être soumis à un traitement préalable. C'est le rôle d'un organe complexe appelé synchronisateur primaire (ou conditionneur de bits) et qui fournit un message « propre » mais contenant des digits erronés. Après remise en forme du signal vidéo dans les circuits d'entrée et restitution locale du rythme digital par l'intermédiaire d'une boucle à verrouillage de phase, les digits sont détectés avec une certaine probabilité d'erreur et le message recomposé.

Ce qui suit est consacré à l'étude des performances théoriques des circuits de détection des digits. Nous avons laissé de côté les problèmes posés par la restitution du rythme digital en supposant parfaitement connus les instants marquant la séparation des digits.

Deux cas sont considérés suivant que le message reçu par les circuits de détection est filtré ou non. Dans ce dernier cas, on est conduit à une détection classique par filtre adapté pour laquelle la probabilité d'erreur est minimale. Dans l'autre cas, il peut être plus avantageux de faire un simple échantillonnage après filtrage. Diverses caractéristiques de filtrage sont comparées.

Les performances théoriques des divers procédés sont comparées numériquement aussi bien pour les messages NRZ que pour les messages biphase et dans des conditions différentes.

2. Caractéristiques des circuits de décision

2.1. Cas d'un message non préfiltré

2.1.1. *Notion de filtre adapté* [1, 2]

Supposons que le message défini dans l'article précédent soit transmis par modulation d'une porteuse ou d'une sous-porteuse sans être préfiltré. Supposons en outre que la bande passante des circuits de démodulation soit suffisamment grande devant la largeur spectrale occupée par le message. A la sortie du récepteur le signal vidéo contient le message initial contaminé par un terme de bruit. Le message reçu est donc composé d'une suite de digits représentés dans l'intervalle fondamental $[0, T]$ par des signaux d'expression $m_0(t)$ et $m_1(t)$.

En supposant résolu le problème de l'acquisition de la connaissance de la phase du rythme digital, il s'agit d'identifier, dans un intervalle de temps connu, la nature d'un digit représenté par l'un ou l'autre des deux signaux, de forme connue a priori. Le choix se fait avec une certaine probabilité d'erreur, fonction du rapport signal/bruit.

Le problème de la détection optimale de la présence d'un signal de forme connue a priori $m(t)$ noyé dans le bruit est résolu. La théorie statistique nous apprend que, si le bruit additif est gaussien, le circuit de décision optimal est un filtre *linéaire* dont la fonction de transfert dépend de la forme du signal attendu et de la répartition spectrale du bruit. Si le bruit n'est pas gaussien, le filtre n'est plus linéaire et sa détermination mathématique est ardue.

Un cas particulier intéressant est celui où le bruit est blanc, ce qui est le cas, par exemple, à la sortie d'un démodulateur de phase. Le filtre ne dépend plus alors que de la forme du signal : c'est le filtre adapté. Sa réponse percussionnelle est :

$$h(t) = m(T-t) \tag{1}$$

en supposant $m(t)$ nul hors de l'intervalle $[0, T]$.

A la sortie du filtre, le signal est :

$$s(t) = \int_0^T m(u)\, m(T-t-u)\, du. \tag{2}$$

Ainsi le filtre adapté n'est autre qu'un corrélateur.

Le rapport signal/bruit est maximal à l'instant T où cesse le signal. C'est donc à cet instant qu'il faut échantillonner la sortie du filtre pour décider de la présence ou de l'absence de $m(t)$ avec une probabilité d'erreur minimale. Le rapport signal/bruit s'écrit :

$$\frac{S}{N} = \frac{\int_0^T m^2(u)\,du}{G_0} = \frac{E}{G_0} \qquad (3)$$

E : énergie totale contenue dans le signal,

G_0 : densité spectrale symétrique du bruit blanc.

Rappelons que, en raisonnant sur des répartitions spectrales dissymétriques par rapport à la fréquence zéro, la puissance de bruit par hertz est $2\,G_0$.

La formule (3) est fondamentale. Elle montre que le rapport signal/bruit n'est fonction que de l'énergie du signal et de la densité de bruit. Pour une densité de bruit donnée, tous les signaux $m(t)$ de même énergie E sont détectés avec le même rapport signal/bruit à la sortie du filtre adapté correspondant. Il n'y a qu'une manière d'améliorer le rapport signal/bruit : augmenter l'énergie du signal. Sa forme, donc sa répartition spectrale d'énergie n'a pas d'importance puisque la répartition uniforme du bruit n'autorise aucune zone privilégiée.

Dans notre problème, il s'agit de décider lequel des deux signaux $m_0(t)$ ou $m_1(t)$ est présent dans l'intervalle de temps $[0, T]$. En fait, la constitution du message et les circuits d'entrée du synchronisateur primaire assurent la condition :

$$m_1(t) = -m_0(t)$$

$$\int_0^t m_1^2(u)\,du = \int_0^T m_0^2(u)\,du = E.$$

Il suffit d'un seul filtre adapté à $m_0(t)$ ou $m_1(t)$ pour résoudre le problème. Dans le cas d'un filtre adapté à $m_0(t)$, la formule (2) montre que, en l'absence de bruit, le signal échantillonné à l'instant T est $+E$ si $m_0(t)$ est reçu, $-E$ si c'est $m_1(t)$. En présence de bruit, la tension échantillonnée est répartie autour des valeurs $\pm E$ suivant la loi de distribution du bruit. Ceci est illustré sur la figure 1 en supposant le bruit gaussien. Le critère de décision est simple : le digit 0 est choisi si le signe de l'échantillon est positif, le digit 1 dans le cas contraire.

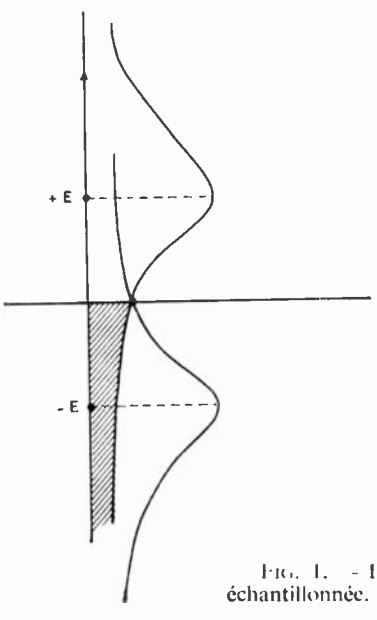


FIG. 1. - Distribution de la tension échantillonnée.

2.1.2. *Calcul de la probabilité d'erreur*

Plaçons-nous dans le cas précédent en utilisant un filtre adapté à $m_0(t)$. La probabilité $p(1/0)$ de choisir le digit 1 alors que c'est un zéro qui est reçu, est égale à l'aire hachurée sur la figure 1. Elle dépend évidemment de E et de la distribution du bruit.

Supposons le bruit gaussien. Le filtre adapté étant linéaire, le bruit de sortie est également gaussien, soit σ^2 sa covariance. La figure 1 montre que :

$$p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^{-E} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}\,dx$$

$$= \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\frac{E}{\sqrt{2}\,\sigma}\right]. \qquad (4)$$

De la même façon :

$$p(1/0) = p(0/1) = p_e$$

ce qui justifie le critère de décision choisi.

Le calcul de σ^2 donne, en supposant en outre le bruit blanc [3] :

$$\sigma^2 = G_0 E \qquad (5)$$

et la probabilité d'erreur devient :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{E}{2G_0}}\right]. \qquad (6)$$

Elle est indépendante de la forme du signal. En particulier pour un message d'amplitude crête à crête donnée et de rythme digital donné, la probabilité d'erreur est la même en NRZ et en biphase. De plus, cette probabilité d'erreur constitue un minimum qui ne peut être amélioré, cela à la condition que les digits reçus soient indépendants donc que le message n'ait subi aucun filtrage. Dans le cas contraire, les digits se recouvrent et la forme d'onde reçue dans l'intervalle fondamental $[0, T]$ n'est plus $m_0(t)$ ou $m_1(t)$ mais dépend des digits précédents. On ne peut plus dire que l'on reçoit un signal de forme connue a priori.

2.1.3. *Cas d'un message NRZ*

Définissons les deux digits par :

$$m_1(t) = -A \qquad m_0(t) = +A$$

dans l'intervalle $[0, T]$. En utilisant la formule (2) on montre sur la figure 2 la forme du signal à la sortie du filtre adapté à $m_0(t)$ quand le digit 0 est reçu : elle n'est pas nulle de T à $2T$. Ceci est dû à ce que nous avons cherché le filtre adapté à un seul digit, de durée $[0, T]$ et non à une suite de digits.

On remarque que, dans l'intervalle $[0,T]$ occupé par le digit, la tension de sortie est proportionnelle à l'in-

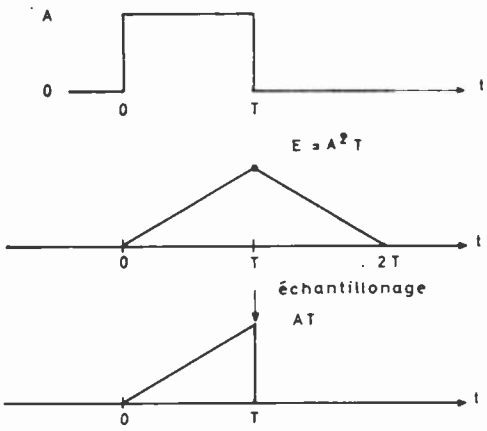


FIG. 2. — En haut : digit $m_0(t)$, au milieu : sortie du filtre adapté à $m_0(t)$, en bas : sortie de l'intégrateur.

tégrale du signal d'entrée, en supposant l'état initial nul. Il existe, en pratique, un circuit qui donne une tension de sortie nulle entre T et $2T$ et un signal de même forme, entre 0 et T. C'est un simple intégrateur qui, après échantillonnage au temps T, est remis à zéro dans une durée négligeable devant T. La probabilité d'erreur se calcule comme la formule (4) :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\frac{A}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{T}{G_0}}\right] \qquad (7)$$

En remarquant que $E = A^2T$, on voit que la formule est identique à la formule (6) obtenue avec le filtre adapté à un digit. L'intégrateur avec remise à zéro à la fin de chaque digit est donc le filtre adapté au message tout entier.

2.1.4. *Cas d'un message biphase*

Dans le cas de formes d'ondes rectangulaires, la figure 3 montre la forme du signal de sortie, pour un filtre adapté à $m_0(t)$ recevant $m_0(t)$. Le filtre pratique qui donne le même rapport signal/bruit à l'instant d'échantillonnage est un double intégrateur différentiel.

Il existe une autre manière de faire une détection optimale d'un message biphase. Il suffit de considérer

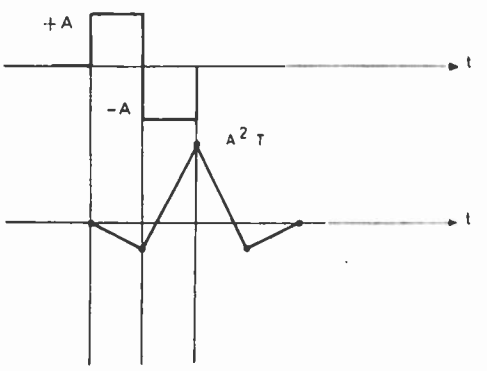


FIG. 3. — En haut : digit $m_0(t)$, en bas : sortie du filtre adaptée à $m_0(t)$.

que le message est obtenu par modulation PSK d'une sous-porteuse constituée par une horloge carrée, de fréquence $1/T$, par un message NRZ. Inversement, le message biphase est transformé en message NRZ par démodulation cohérente de l'horloge carrée et les digits NRZ sont ensuite identifiés par intégration et remise à zéro. Théoriquement, la probabilité d'erreur est la même. La démodulation cohérente s'effectue par multiplication par une horloge carrée de fréquence $1/T$. Dans le cas où la démodulation cohérente est faite par multiplication par une horloge sinusoïdale, le résultat est moins bon. En effet, l'intégrateur n'est plus adapté au signal démodulé qui est alors constitué par des arches de sinusoïde. La probabilité d'erreur est donnée par :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\frac{2A}{\pi}\sqrt{\frac{T}{G_0}}\right]. \qquad (8)$$

En comparant avec la formule (7), on voit que le rapport signal/bruit doit être plus grand de 0,9 dB pour avoir la même probabilité d'erreur.

Il faut noter que les procédés mentionnés pour la détection correcte d'un message biphase supposent que l'ambiguïté est levée par un procédé annexe que nous ne décrirons pas ici.

2.1.5. *Conclusion*

Dans le cas où les digits sont indépendants et de forme carrée, la probabilité d'erreur optimale est donnée, aussi bien pour les messages NRZ que pour les messages biphases, par la formule (7). Nous pouvons écrire cette formule :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{A^2}{2\sigma_0}}\right]. \qquad (9)$$

Le terme σ_0^2 s'écrit : $\sigma_0^2 = 2G_0\dfrac{1}{2T}$.

Ceci permet de définir σ_0 comme la tension efficace de bruit dans une bande de bruit égale à $1/2T$. C'est la bande équivalente de bruit du filtre adapté qui ne dépend que de la durée du digit (bande de bruit dissymétrique).

Il faut noter qu'il n'est pas nécessaire de filtrer le bruit avant le filtre adapté ; il se charge lui-même de l'opération. C'est ainsi qu'en pratique, les intégrateurs simples et doubles ne sont pas précédés de filtres.

2.2. CAS D'UN MESSAGE PRÉFILTRÉ

Les paragraphes précédents montrent comment la théorie de la détection statistique permet de définir le filtre optimal dans le cas où les ondes reçues sont *rectangulaires*.

En pratique, ceci n'est pas toujours réalisé pour des raisons d'économie de bande passante. Dans ce cas, les résultats obtenus avec les circuits d'intégration peuvent être moins bons que ceux qui sont obtenus par simple filtrage et échantillonnage. La probabilité

d'erreur dépend alors du rapport signal/bruit dans la bande de bruit du filtre, et non plus du rapport de l'énergie du signal à la densité de bruit. Il faut donc distinguer les cas suivant la forme d'onde du message.

Nous supposerons dans ce paragraphe que le filtre est suffisamment large pour que la tension crête du message soit encore égale à $\pm A$. Dans ces conditions, nous n'aurons pas à tenir compte de l'état des digits adjacents.

2.2.1. *Cas d'un message NRZ*

Le calcul de la probabilité d'erreur est simple si on suppose que la sortie du filtre est échantillonnée au moment où la tension est $\pm A$. Il vient :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{A^2}{2\sigma^2}}\right] \qquad (10)$$

$$\sigma^2 = 2G_0 B_d$$

σ est la tension efficace de bruit dans la bande de bruit du filtre de détection,

$$B_d = \frac{1}{2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |H(i\omega)|^2 \, d\omega$$

où $H(i\omega)$ est la fonction de transfert du filtre passe-bas.

La bande de bruit n'est plus nécessairement égale à $1/2T$ mais dépend du filtre utilisé. Remarquons que B_d est la bande de bruit dissymétrique : la densité de bruit dans B_d est $2G_0$.

Nous avons supposé que la tension de signal échantillonnée était $\pm A$, ce qui suppose la fréquence de coupure suffisamment grande. Si le filtrage affectait la forme du signal, de sorte que la tension échantillonnée soit $a \neq A$, la formule deviendrait :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{a^2}{2\sigma^2}}\right]. \qquad (11)$$

2.2.2. *Cas d'un message biphase*

Nous avons vu dans l'article précédent que la largeur de bande nécessaire était deux fois plus grande que pour un message NRZ. Si le message est échantillonné une fois par digit, la probabilité d'erreur est donnée par la formule (10) ou (11). Comme la bande est double, le terme σ^2 est également double. Pour avoir la même probabilité d'erreur NRZ, il faut ajouter 3 dB au rapport signal/bruit, toutes choses égales par ailleurs. L'échantillonnage simple n'est donc pas une méthode satisfaisante dans ce cas.

Il est possible de récupérer les 3 dB perdus en échantillonnant deux fois pendant la durée du digit : la décision est alors basée sur le signe relatif des deux échantillons. La démonstration suppose que les deux échantillons de bruit gaussien sont statistiquement indépendants. La probabilité d'erreur s'écrit alors :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{A^2}{\sigma^2}}\right]. \qquad (12)$$

En comparant avec la formule (10), il vient, avec des notations évidentes :

$$2B_{d,\,\mathrm{NRZ}} = B_{d,\,\mathrm{bi}\phi}$$

$$2\sigma^2{}_{\mathrm{NRZ}} = \sigma^2{}_{\mathrm{bi}\phi}.$$

Les deux probabilités d'erreur sont identiques.

Si les deux échantillons de bruit sont corrélés, la probabilité d'erreur devient :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\sqrt{\frac{(a_2 - a_1)^2}{4\sigma^2(1 - r(\tau))}}\right] \qquad (13)$$

a_1 et a_2 sont les deux échantillons de signal, $r(\tau)$ est la fonction de corrélation normalisée des deux échantillons de bruit séparés par l'instant τ.

Le double échantillonnage différentiel permet d'avoir la même probabilité d'erreur en biphase qu'en NRZ malgré une bande deux fois plus large.

2.2.3. *Caractéristiques de filtrage*

Les formules précédentes permettent de calculer pratiquement les probabilités d'erreur connaissant l'amplitude crête à crête $2A$ du message avant filtrage (ou préfiltrage) et la bande de bruit du filtre. Elles supposent que la densité de bruit est uniforme dans la bande du filtre.

Les filtres généralement recommandés sont gaussiens. Comme ils ne sont pas réalisables, on utilise des filtres à caractéristique amplitude-fréquence approximativement gaussienne. Parmi ceux-ci, on distingue les filtres que nous appellerons quasi-gaussiens et les filtres de Bessel. L'avantage des filtres gaussiens est que les impulsions filtrées sont dépourvues de rebondissements et sont simplement retardées. Il faut toutefois reconnaître qu'il n'est pas évident que cela soit nécessaire dès lors qu'il s'agit d'identifier les digits et non de reproduire le plus fidèlement possible la forme du message. C'est pourquoi nous avons également considéré les filtres de Butterworth.

2.2.3.1. Filtre gaussien idéal

La fonction de transfert normalisée s'écrit :

$$H(i\omega) = e^{-0{,}347\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} e^{-i\omega t_0} \qquad (14)$$

ω_c = pulsation de coupure à 3 dB

t_0 = temps de propagation de groupe.

La bande de bruit B_d s'exprime en fonction de la fréquence de coupure f_c par

$$B_d = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}}\, f_c = 1{,}06 f_c. \qquad (15)$$

La réponse à un échelon d'amplitude $2A$ appliquée à l'instant $t_0 = 0$ est :

$$a(t) = A\left[1 + \operatorname{erf}\frac{(t - t_0)f_c}{0{,}197}\right]. \qquad (16)$$

Elle n'est pas nulle pour $t < 0$, ce qui traduit le fait que le filtre n'est pas réalisable. Le milieu du flanc de montée de l'échelon est retardé de t_0.

2.2.3.2. Filtre quasi-gaussien

La fonction de transfert normalisée est :

$$H(i\omega) = \frac{1}{(1+i\omega\theta)^n} \qquad (17)$$

θ = constante de temps.

La fréquence de coupure à 3 dB est :

$$f_c = \frac{\sqrt{2^{1/n}-1}}{2\pi\theta}. \qquad (18)$$

La bande de bruit B_d s'exprime en fonction de θ par :

$$B_d = \frac{1}{\theta}\,\frac{1}{2^{2n}}\,\frac{[2(n-1)]!}{[(n-1)!]^2}. \qquad (19)$$

Il est courant d'utiliser en pratique des filtres pour lesquels $n = 5$ ou $n = 6$:

pour $n = 5$, $B_d = 1{,}11\, f_c$

pour $n = 6$, $B_d = 1{,}10\, f_c$.

A la limite, quand n augmente, le filtre devient gaussien et la bande de bruit est donnée par la formule (15).

La réponse à un échelon d'amplitude $2A$ est :

$$a(t) = 2A\left\{1 - e^{-t/\theta}\sum_{q=0}^{n-1}\frac{1}{q!}\left(\frac{t}{\theta}\right)^q\right\}. \qquad (20)$$

Le milieu du flanc de montée pour $n \geqq 5$ est approximativement égal au temps de propagation de groupe t_0 à la fréquence 0. Il faut noter que la courbe du temps de propagation de groupe $t_g(\omega)$ n'est pas du type « maximally flat », puisque :

$$t_g(\omega) = \frac{t_0}{1+\omega^2\theta^2} \qquad t_0 = n\theta.$$

2.2.3.2. Filtre de Bessel [4]

C'est un filtre pour lequel la courbe du temps de propagation de groupe $t_g(\omega)$ est du type « maximally flat ».

Lorsque le nombre de pôles est suffisamment grand ($n \geqq 3$) la caractéristique d'amplitude peut se mettre sous la forme :

$$|H(i\omega)|^2 \cong e^{-\frac{\omega^2 t^2}{2n-1}}$$

t_0 = temps de propagation de groupe à la fréquence 0.

De même que le filtre quasi gaussien, le filtre de Bessel tend vers le filtre gaussien quand n croît.

La fréquence de coupure à 3 dB est [5] :

$$f_c \cong \frac{1}{2\pi t_0}\sqrt{(2n-1)\ln 2}. \qquad (21)$$

La bande de bruit est donnée par la formule (15). Elle est la même que pour le filtre précédent quand n est grand.

De même que précédemment, le flanc de montée de la réponse à un échelon est retardé de t_0 dès que $n \geqq 3$. La différence avec le filtre quasi-gaussien vient de la plus grande linéarité de la courbe de t_g en fonction de ω. C'est ainsi que l'écart relatif par rapport à t_0 est égal à 1 % pour les fréquences suivantes :

Bessel	$n = 6$	$f = 1{,}28\, f_c$
Quasi-gaussien	$n = 6$	$f = 0{,}3\ f_c$

On peut conclure qu'à fréquence de coupure égale, donc à bandes de bruit sensiblement égales, le filtre de Bessel reproduit mieux les impulsions que le filtre quasi-gaussien. La différence entre les deux diminue quand le nombre de pôles croît. Du point de vue pratique, la réalisation du filtre de Bessel est plus délicate que celle du filtre quasi-gaussien, surtout s'il s'agit de faire un filtre accordable.

2.2.3.4. Filtre de Butterworth

Ce filtre a une caractéristique d'amplitude du type « maximally flat » [6]. Par contre la caractéristique phase-fréquence n'est pas linéaire et le temps de propagation de groupe n'est pas constant dans la bande passante ; il en résulte que les impulsions filtrées présentent des rebondissements.

La bande passante est donnée par la formule :

$$|H(i\omega)|^2 = \frac{1}{1+(\omega/\omega_c)^{2n}}. \qquad (22)$$

La bande de bruit est :

$$B_d = -\frac{\omega_c}{4\pi}\sum_i s_i$$

s_i = racine $(2n-i)$-ème de -1 à partie réelle négative.

Numériquement :

pour $n = 3$, $B_d = \omega_c/6 \cong 1{,}05\, f_c$

pour $n = 6$, $B_d = 1{,}011\, f_c$

La bande de bruit d'un filtre de Butterworth à 3 pôles est sensiblement la même que celle d'un filtre quasi-gaussien ou de Bessel à 6 pôles.

La réponse à un échelon d'amplitude $2A$ est tracée sur la figure 4 pour deux valeurs de n [7].

2.2.3.5. Conclusions sur les caractéristiques de filtrage.

Les formules précédentes permettent de calculer les bandes de bruit en fonction de la fréquence de coupure. Pour pouvoir appliquer la formule (11), il faut

WRH

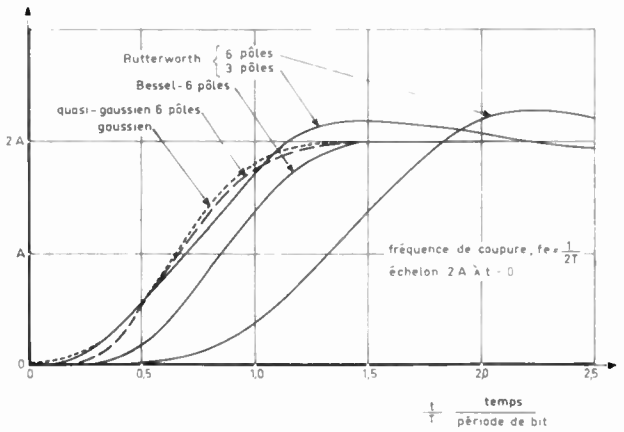


FIG. 4. — Réponse à un échelon.

connaître la valeur a de la tension de signal échantillonnée. C'est pourquoi nous avons tracé sur la figure 4 les réponses des différents filtres à un échelon d'amplitude $2A$. La fréquence de coupure est la même pour tous les filtres et égale au demi-rythme digital $1/2T$. Dans ces conditions, la bande de bruit B_d est voisine de $1/2T$, bande de bruit du filtre adapté optimal.

Le retard du flanc de montée est :

— pour le filtre quasi-gaussien : $0{,}667\ T \cong t_0$

— pour le filtre de Bessel : $0{,}876\ T \cong t_0$

Il y a, en fait, peu de différence entre les réponses des filtres gaussien, quasi-gaussien et de Bessel. C'est pourquoi, en pratique, ce sont presque toujours des filtres quasi-gaussiens qui sont utilisés, ne serait-ce que pour leur simplicité de réalisation.

3. Performances théoriques comparées

3.1. Généralités

Dans ce paragraphe, les formules précédentes sont utilisées pour tracer des courbes théoriques de probabilités d'erreur. Dans tous les cas, nous avons rappelé la courbe optimale correspondant à la formule (9) en guise de référence. Afin de permettre une comparaison directe des courbes entre elles, on porte toujours en abscisse la quantité A^2/σ_0^2 en dB.

C'est donc le rapport signal/bruit défini par :

signal = tension crête = 1/2 tension crête à crête du message *avant filtrage ou préfiltrage*,
bruit = tension efficace dans la bande de bruit.

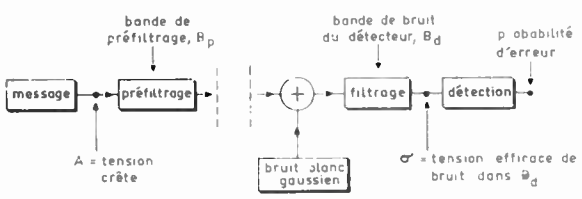


FIG. 5.

Ceci permet d'évaluer la perte en décibels par rapport au cas idéal où il n'y a aucun préfiltrage ou filtrage et où la détection utilise un filtre adapté.

Le schéma de la liaison est tracé sur la figure 5. Les filtres de prétransmission et de détection sont toujours supposés gaussiens. Dans le cas d'une détection par filtrage et échantillonnage, la fréquence de coupure f_c du filtre de détection est toujours égale à $1/2T$ tandis que la bande de bruit B_d dépend du type du filtre.

3.2. Cas d'un message NRZ

3.2.1. *Effets du préfiltrage*

Pour un rapport signal/bruit donné, le préfiltrage du message augmente la probabilité d'erreur par rapport au cas optimal.

Les performances des deux procédés de détection, intégration et remise à zéro, filtrage et échantillonnage,

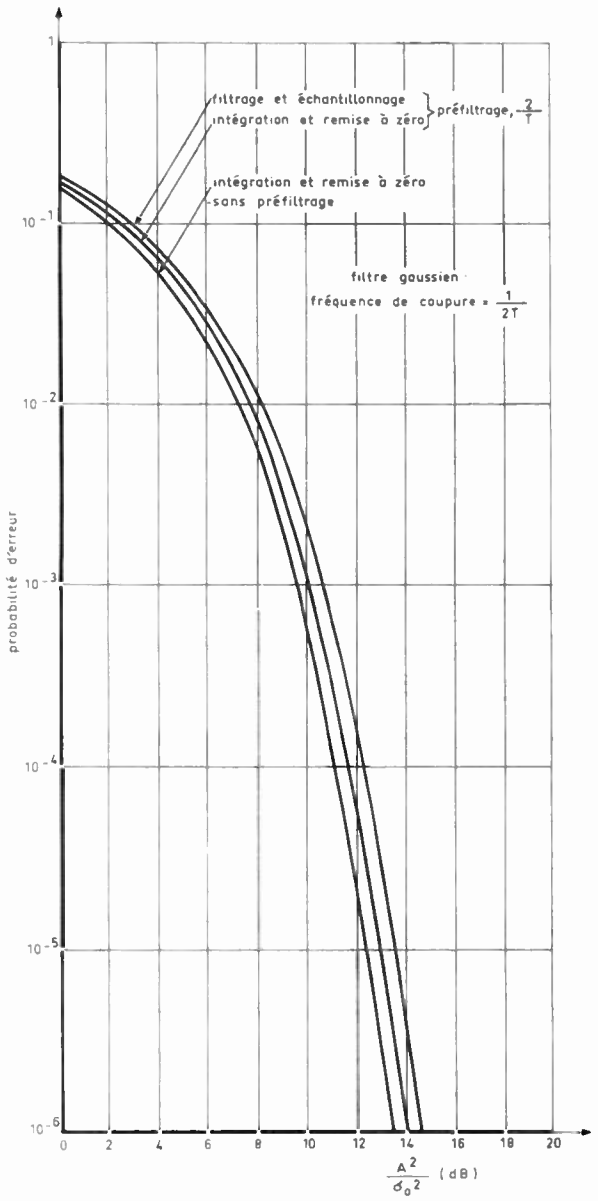


FIG. 6. — Préfiltrage dans une bande $2/T$.

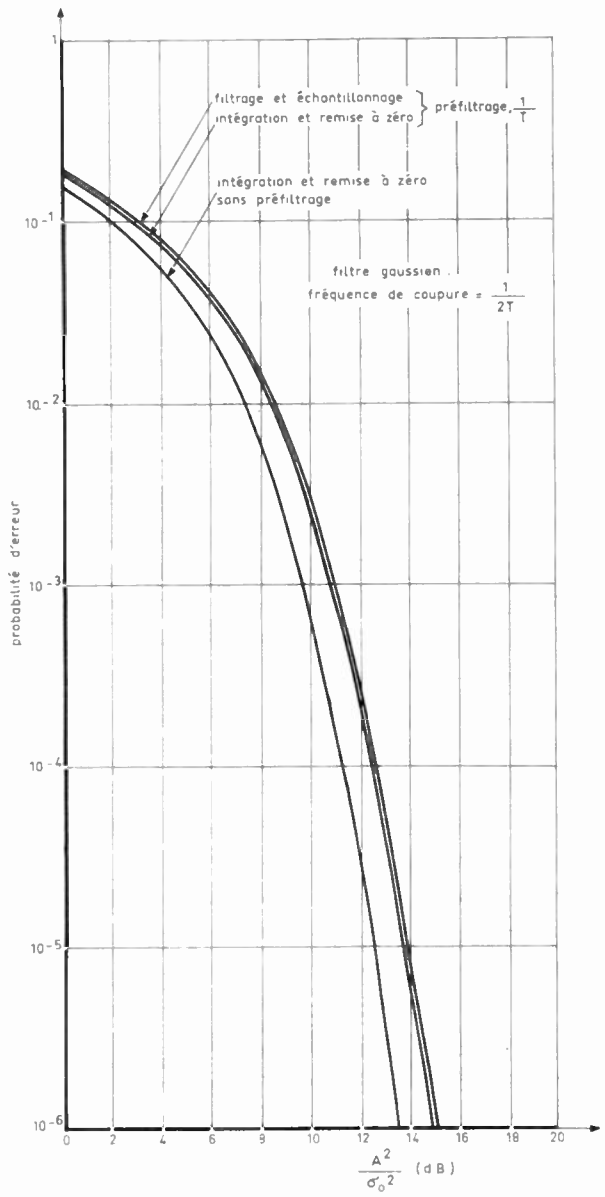


FIG. 7. — Préfiltrage dans une bande $1/T$.

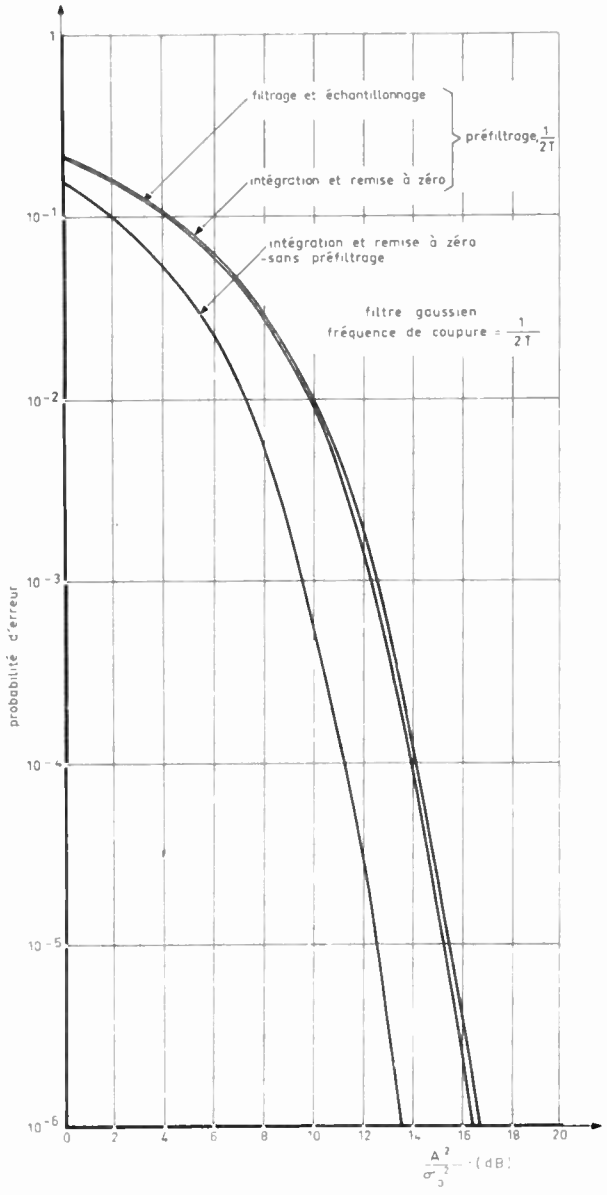


FIG. 8. — Préfiltrage dans une bande $1/2T$.

sont comparées en fonction de la bande de préfiltrage. Il est nécessaire de tenir compte de l'état des bits adjacents pour calculer le niveau de la tension échantillonnée, puisque le préfiltrage entraîne un recouvrement des digits.

Pour l'intégration-remise à zéro, la formule (7) donne la probabilité d'erreur pour un message carré. Le préfiltrage réduit le signal disponible à l'instant de la décision à cause de l'arrondissement de l'onde. On calcule la valeur de ce signal en intégrant la formule (16). Les résultats obtenus pour le message carré sont donc modifiés. Les courbes de probabilité d'erreur sont données sur les figures 6, 7 et 8. La bande de préfiltrage est $2/T$, $1/T$ et $1/2T$ respectivement.

Pour la détection par filtrage et échantillonnage, les courbes de probabilité d'erreur (formule (11)) sont données sur les mêmes figures pour les mêmes bandes de préfiltrages. Dans ce cas, l'amplitude du signal échantillonné s'exprime par la formule (16) avec $t = t_0 + T/2$. Le digit est échantillonné en son milieu.

Ces courbes permettent de chiffrer la perte en dB par rapport au cas optimal. Pour une bande de préfiltrage large ($2/T$), la courbe pour le filtrage et l'échantillonnage indique une perte d'un dB environ par rapport à l'optimal. Cette courbe correspond aussi, à 0,1 dB près, au cas de la détection par filtrage et échantillonnage d'un message non préfiltré. Sur les deux figures suivantes, les pertes augmentent de 0,5 dB et 2 dB respectivement. Donc, pour le filtrage et l'échantillonnage, les pertes augmentent lentement en fonction du rétrécissement de la bande de préfiltrage. Par contre, pour l'intégration et la remise à zéro, les performances diminuent rapidement. Elles deviennent inférieures à celles du filtrage et échantillonnage pour un préfiltrage voisin de 0,7 $1/T$.

3.2.2. *Intégration sur une partie du digit*

Dans la détection par intégration et remise à zéro, on intègre souvent [8, 9] sur une partie de la période du digit indiquée par la surface hachurée de la figure 9.

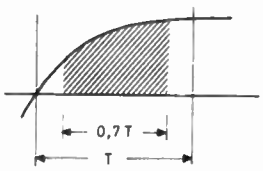


FIG. 9. — Intégration sur la partie centrale de la période de bit.

On peut ainsi décharger l'intégrateur avant le digit suivant. Mais le problème de la décharge peut être évité par l'utilisation de deux intégrateurs en parallèle qui travaillent alternativement. L'intégration partielle évite aussi une intégration portant sur le digit adjacent dans le cas où il y a décalage entre l'horloge et le message, cas examiné dans le paragraphe suivant. Nous comparons ici l'intégration sur 70 % de la période de bit avec l'intégration complète. Pour un signal non préfiltré, il est évident qu'on perd 30 % du signal de décision. En outre, la bande équivalente de bruit est supérieure à $1/2T$. On calcule la probabilité d'erreur en modifiant le niveau de signal et la valeur efficace de bruit. Les courbes de probabilité d'erreur sont données sur la figure 10 qui indique une perte significative pour l'intégration partielle. Cette perte de performance devient moins importante pour les signaux préfiltrés puisque la partie négligée est souvent petite à cause de l'arrondissement de l'onde. On a donc tracé également, sur la figure 10, la courbe de probabilité d'erreur pour un préfiltrage maximal, dans la bande $1/2T$. La perte de performances reste significative.

3.2.3. *Effets du décalage de l'horloge.*

Un décalage de l'horloge peut être dû, par exemple, aux variations de vitesse d'un enregistreur magnétique ou au bruit dans le signal reçu. Pour la détection par filtrage et échantillonnage, un décalage provoque un échantillonnage défavorable du point de vue niveau de signal, lequel est donné par la formule (14) où $t = t_0 + T/2 + \delta t$, avec δt = décalage.

Pour le procédé d'intégration et remise à zéro, le décalage impose l'intégration de la formule (16) entre des limites décalées de δt.

Les courbes de probabilité d'erreur sont données sur les figures 11 et 12. On compare, sur la figure 11, les deux procédés de détection pour des valeurs de décalage de zéro, $0{,}1T$ et $0{,}3T$. On voit que la détection par filtrage et échantillonnage est moins sensible aux décalages de l'horloge. Cependant la différence ne devient significative que pour des décalages importants. Sur la figure 12, on compare l'intégration sur toute la période du digit avec l'intégration partielle à 70 %. La perte relative pour l'intégration partielle est moins importante, mais les performances de l'intégration complète restent nettement supérieures. L'intégration partielle ne paraît donc présenter aucun intérêt.

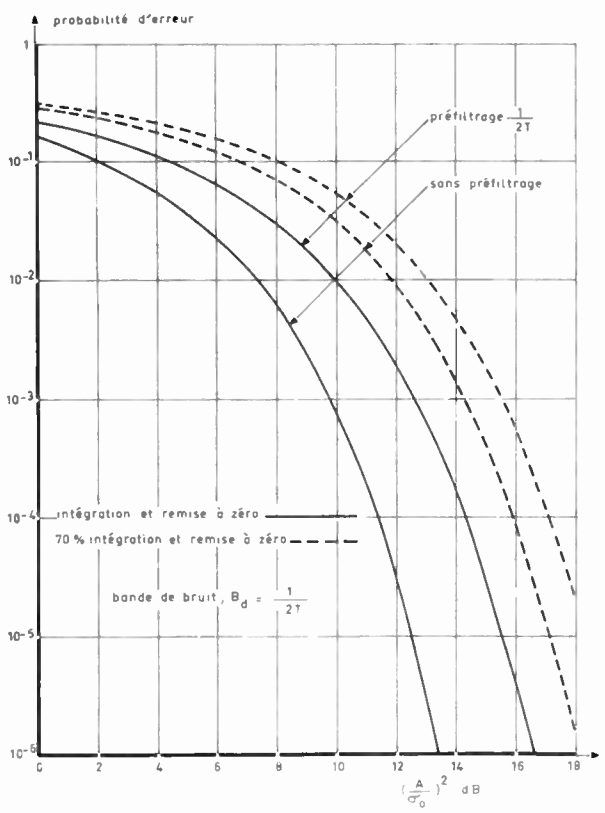


FIG. 10. — Intégration sur 70 % de la période de bit.

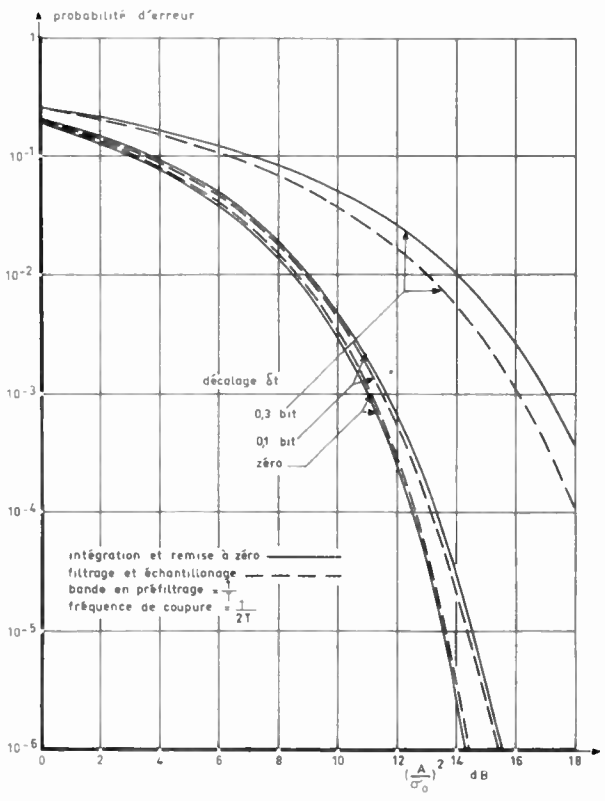


FIG. 11. — Effets du décalage de l'horloge.

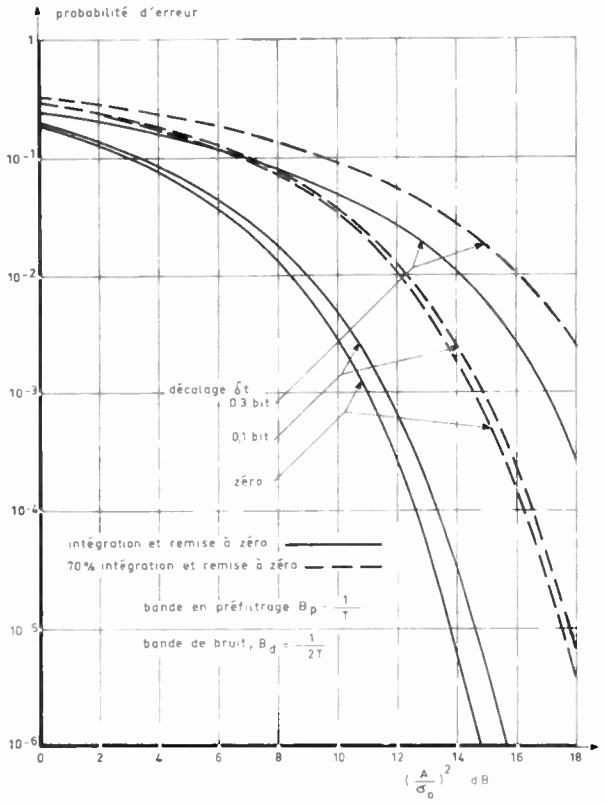


FIG. 12. — Effets du décalage de l'horloge.

3.2.4. *Comparaison entre les filtres*

La différence entre la réponse des filtres considérés n'est pas très grande (fig. 4). Connaissant l'amplitude de la réponse des différents filtres, la formule (11) permet le calcul des courbes de probabilité d'erreur de la figure 13. Elles sont valables pour la détection d'un message carré. Les différences sont faibles : 1 à 1,5 dB entre les cas extrêmes.

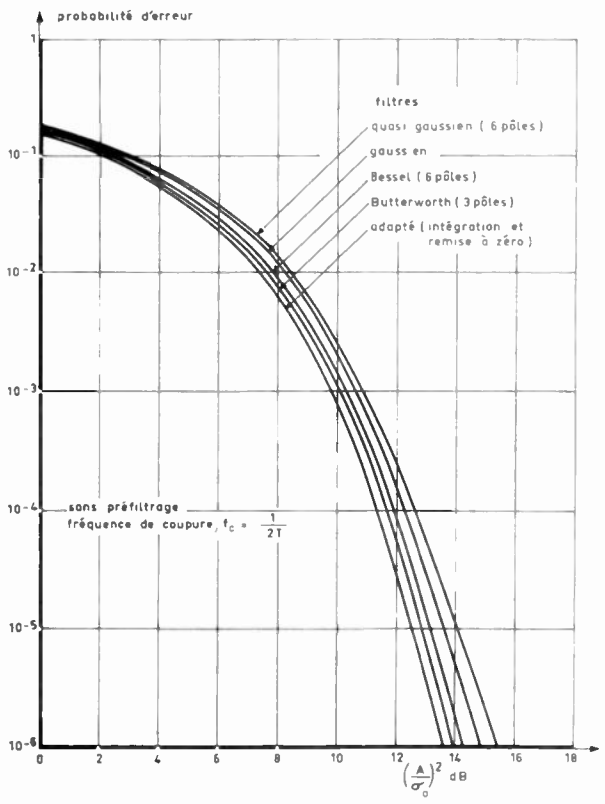


FIG. 13. — Effets du filtre sur la probabilité d'erreur.

3.3. CAS D'UN MESSAGE BIPHASE

Nous avons dit dans le paragraphe 2.1.4. qu'une méthode de détection des messages biphases consistait à les transformer préalablement en NRZ. La détection se fait ensuite par l'un ou l'autre des deux procédés mentionnés précédemment.

Dans le cas où le message reçu est préfiltré, le passage en NRZ par détection synchrone donne une forme d'onde qui présente une crevasse au milieu du digit comme le montre la figure 14. Les performances théoriques obtenues dans ce cas avec les deux procédés de détection sont comparées entre elles et avec celles d'un filtre adapté à la forme d'onde de la figure 14.

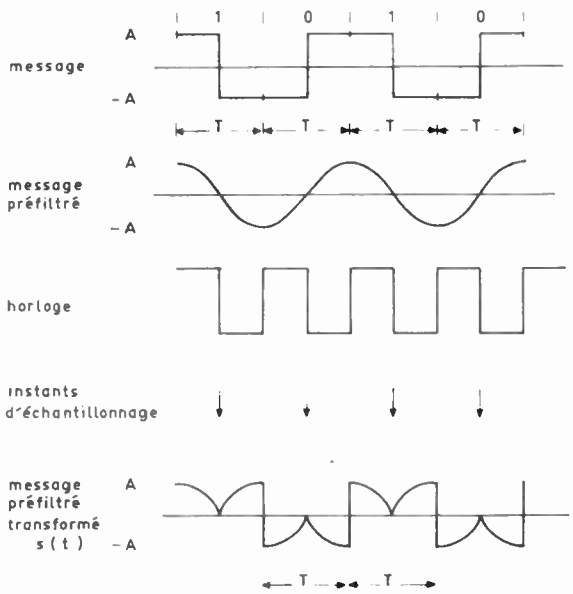


FIG. 14. — Transformation de biphase en NRZ par démodulation cohérente.

Supposons que les formes d'onde reçues soient sinusoïdales et considérons le cas particulier d'un message composé d'une suite de 0 et de 1 alternés. Ce cas correspond à la figure 14.

L'énergie contenue dans un digit est :

$$\int_0^T s^2(u)\,du = \frac{A^2 T}{2}.$$

La probabilité d'erreur obtenue avec un filtre adapté est, en utilisant la formule (6) :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf}\frac{A}{2}\sqrt{\frac{T}{G_0}}\right]. \qquad (23)$$

En comparant avec la formule (7), on voit que la perte est de 3 dB, simplement à cause du préfiltrage.

Dans le cas d'une détection par filtrage et échantillonnage, il convient d'exprimer le signal reçu par son développement en série de Fourier :

$$s(t) = \frac{2A}{\pi} \sin \frac{\pi}{T} t + \frac{2A}{\pi} \sin \frac{3\pi}{T} t \ldots$$

Le filtre de détection a généralement une pente asymptotique de 36 dB/octave, ce qui supprime tous les harmoniques. Le fondamental, à la fréquence de coupure du filtre, est atténué de 3 dB. Donc la sortie du filtre est :

$$a(t) = \frac{2A}{\sqrt{2\pi}} \sin \frac{\pi}{T} t.$$

Avec un échantillonnage à $t = T/2$, la formule (11) donne :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf} \frac{A}{\sqrt{1{,}06\,\pi}} \sqrt{\frac{T}{G_0}}\right] \qquad (24)$$

la perte par rapport au filtre adapté est de 4 dB.

Pour une détection par intégration et remise à zéro, le signal à l'instant de la décision s'écrit :

$$v(T) = \int_0^T s(t)\,dt = \frac{2A}{\pi} T$$

et donne, pour la probabilité d'erreur :

$$p_e = \frac{1}{2}\left[1 - \operatorname{erf} \frac{\sqrt{2}}{\pi} A \sqrt{\frac{T}{G_0}}\right]. \qquad (25)$$

La perte est de 1 dB par rapport au filtre adapté.

Les courbes représentant les formules (23), (24) et (25) sont tracées sur la figure 15 où on voit que la détection par filtrage et échantillonnage est nettement inférieure à l'intégration et remise à zéro pour la composition du message choisie. Pour d'autres messages, les performances de la détection par filtrage et échantillonnage sont moins défavorables. En fait, les deux méthodes donnent des résultats identiques, perte de 1 dB par rapport au filtre adapté, pour un message composé d'une suite de 1.

Cependant, la composition d'un message réel, et donc les performances obtenues, se situent entre les deux cas. On a, par conséquent, intérêt à détecter les messages biphases transformés en NRZ par un procédé d'intégration et remise à zéro.

3.4. Conclusions

Dans les paragraphes précédents nous avons vu que la détection par intégration et remise à zéro, procédé optimal pour les signaux carrés, devenait inférieure à la détection par filtrage et échantillonnage pour des signaux sévèrement filtrés. Ceci confirme les résultats donnés dans les références [10] et [11].

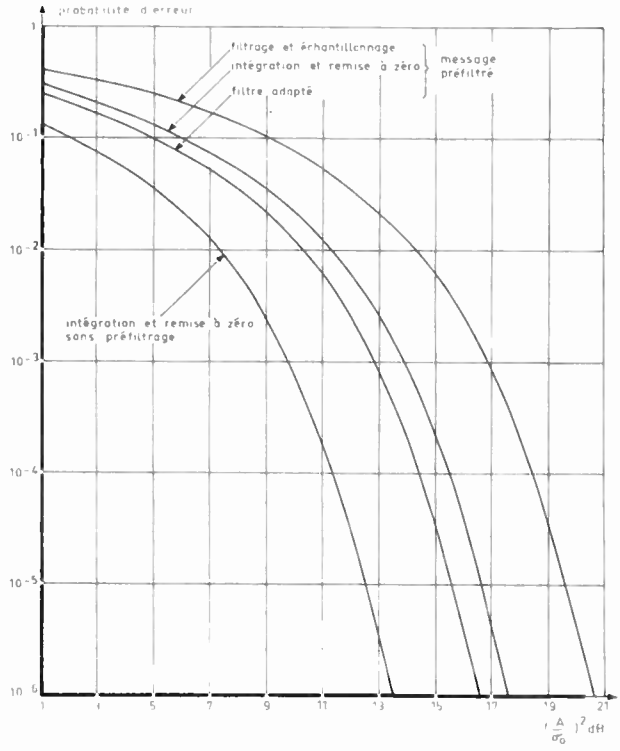


Fig. 15. — Biphase transformé en NRZ.

Dans le cas de la détection par filtrage et échantillonnage d'un signal biphase préfiltré, il faut utiliser un système de double échantillonnage différentiel. En effet, avec un échantillonnage simple, la perte est de 3 dB par rapport au signal NRZ, toutes choses égales par ailleurs. Un échantillonnage simple du signal biphase transformé en NRZ donne également des résultats défavorables. Pour un tel signal, l'intégration et remise à zéro se révèle supérieure au filtrage et échantillonnage, de 3 dB dans le cas limite d'un message composé de 1 et 0 alternés.

Pour le procédé de détection par intégration et remise à zéro, l'intégration partielle ne présente pas d'intérêt, même pour des signaux préfiltrés ou en présence d'un fort décalage de l'horloge.

Finalement, le filtrage et l'échantillonnage est légèrement supérieur à l'intégration et remise à zéro en présence d'un décalage de l'horloge. La différence atteint 1 dB pour un décalage de 0,3 T.

Il ne faut toutefois pas oublier que les résultats précédents sont théoriques et que les courbes expérimentales peuvent facilement être plus mauvaises de quelques décibels. La qualité et le fonctionnement des circuits d'entrée et de la boucle à verrouillage de phase ont une grande influence sur les résultats mesurés, particulièrement lorsque le message provient d'une bande magnétique ou d'un récepteur dont la sortie ne laisse pas passer le continu. A cet égard, l'expérience nous a montré que la qualité d'un synchronisateur primaire dépendait autant de ses circuits d'entrée que de ses circuits de détection.

BIBLIOGRAPHIE

[1] WAINSTEIN L.A. et ZUBAKOB V.D. — Extraction of Signals from Noise, Chap. III, Prentice Hall, 1962.

[2] TURIN G. — An Introduction to Matched Filters, IRE Trans. on Information Theory, June 1960.

[3] MIDDLETON D. — Introduction to Statistical Communication Theory, McGraw-Hill.

[4] WEINBERG L. — Network Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, 1962, p. 499.

[5] WEINBERG L. — Network Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, 1962, p. 502.

[6] WEINBERG L. — Network Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, 1962, p. 491.

[7] HENDERSON K.W. et KAUTZ W.H. — IRE Trans. on Circuit Theory, Dec. 1958, p. 333-347.

[8] PERKINS F.A. — « The Effect of Bit and Group Synchronization on the Reception of PCM/FM Telemetry Signals », Proceedings of 1964 National Telemetering Conference, Part 3 - 3, p. 2.

[9] PAYNE R.C. et PAINTER P. — « Bit Synchronization and Data Regeneration Techniques », Proceedings of 1962 National Telemetering Conference, Part 5-2, p. 3.

[10] CROW J.H. — « PCM Signal-to-Noise Performance », Proceedings of 1962 National Telemetering Conference, Part, 5-1.

[11] MAGNIN J.P. et CHAZOT G.C. — « La Synchronisation des Télémesures Codées - 1 », *L'Onde Electrique*, sept. 1965, Vol 45, n° **462**, pp. 1115-1124.

SYNCHRONISATION DE FORMAT DES TÉLÉMESURES P.C.M.

PAR

T.A. HAWKES

Direction de l'Électronique Spatiale

CSF

Quelquefois appelée aussi synchronisation secondaire ou synchronisation de groupes, la synchronisation de format vient, dans la chaîne de décommutation PCM, tout de suite après la synchronisation de bits. Il s'agit d'organiser les bits en groupes afin de former des mots et des suites de mots nécessaires à l'extraction de l'information continue dans le message.

Classiquement, la synchronisation du format se divise en trois parties ; synchronisation de mots, de cycles et de cycles longs (ou séquences). Nous examinerons rapidement la synchronisation de mots, mais la majeure partie de cet exposé traitera de la synchronisation de cycles qui est de loin la plus importante. Nous considérons ici des aspects d'opération telles que la détection et le maintien du synchronisateur verrouillé sur le code. Nous donnerons aussi quelques prévisions sur un synchronisateur doté d'un seuil auto-variable qui a été l'objet d'exposés aux National Telemetering Conferences de 1966 et 1967 aux États-Unis et dont une description théorique est donnée dans la référence [1].

Puis nous considérerons la question de la fenêtre qu'on place autour du code de synchronisation afin de permettre le rattrapage du glissement d'un ou plusieurs bits par cycle du message. Nous donnerons enfin quelques informations sur la composition des codes utilisés couramment.

1. Introduction

Les principes d'opération des synchronisateurs de format utilisés couramment, qu'il s'agisse des synchronisateurs de mots, de cycles ou de cycles longs sont plus ou moins connus [2]. En bref, le synchronisateur comprend typiquement un registre à décalage dans lequel le message entre en forme série. Dans un corrélateur, on fait une comparaison entre n bits du message dans le registre et les n bits du code de synchronisation inscrit dans le synchronisateur. Cette comparaison se répète avec l'arrivée de chaque bit du message dans le registre à décalage. Un petit nombre de désaccords entre les bits comparés indique une bonne possibilité de la présence du code dans le registre. Si le nombre de désaccords tombe en dessous d'un seuil prévu, on considère qu'il est probable que le code est dans le registre. Avec cela le synchronisateur quitte le mode initial de recherche et passe en mode de vérification.

Afin de vérifier que la détection est sur le vrai code, on cherche plusieurs répétitions sur les bits correspondants dans les cycles suivants. La stratégie de vérification est variable. La référence [2] décrit une stratégie basée sur le comptage des vérifications consécutives, pendant que [3] décrit une stratégie de comptage majoritaire, c'est-à-dire un comptage d'un plus grand nombre de bonnes vérifications que de vérifications manquées. Ceci peut se dérouler pendant un nombre de cycles déterminé ou non. En plus, les vérifications peuvent être effectuées soit en regardant les bits du message seulement aux endroits où le code de synchronisation est attendu, une fois par cycle sur la position où la détection initiale a été faite, soit en examinant tous les bits du message. Dans ce dernier cas, on compte comme vérification manquée non seulement une corrélation sur le code supposé dont le nombre d'erreurs dépasse le seuil, mais aussi toutes les corrélations sur les bits d'information qui ne dépassent pas le seuil d'erreurs et qui ressemblent beaucoup, par conséquent, au code de synchronisation.

Après un nombre suffisant de vérifications, le synchronisateur passe en mode de verrouillage. Pendant

cette phase d'opération, on considère que le message est bien synchronisé, donc utilisable.

2. Synchronisation de mots

Comme l'indique son nom, le rôle de cette synchronisation est de définir la phase des mots au bit près. Cependant, l'adoption de codes pseudo-aléatoires pour la synchronisation de cycles permet au synchronisateur de cycle de remplir cette tâche. On peut donc penser à supprimer la synchronisation de mots pour gagner ainsi environ 10 % de la bande de télémesure qui lui serait normalement réservée. Il est à noter que la détection d'un code pseudo-aléatoire est beaucoup plus sûre et puissante que la détection des codes de synchronisation de mots qui sont courts et d'une composition très simple. En plus, le code de synchronisation de cycles permet l'utilisation d'une fenêtre centrée sur la position supposée correcte. Ceci effectue le rattrapage d'un glissement de phase d'un ou plusieurs bits mais n'est pas pensable dans le cas du synchronisateur de mots où la longueur du code se situe généralement entre un et trois bits [4].

On voit donc qu'il devient difficile de justifier la présence d'un synchronisateur de mots. Les normes de télémesure [4] du Goddard Space Flight Center de la NASA ne donnent qu'une place secondaire à ce type de synchronisation.

On a suggéré son utilisation aussi pour des fonctions secondaires. Dans un message NRZ, deux bits de synchronisation de mots (10 ou 01) assurent des transitions nécessaires pour la boucle à verrouillage de phase dans le synchronisateur de bits. Ceci peut être utile surtout quand il faut tester le système de télémesure avant le lancement, quand beaucoup de paramètres dans le format risquent de prendre une valeur extrême. Evidemment l'utilisation d'une modulation en biphase élimine cette raison d'être, et ceci se fait de plus en plus fréquemment surtout dans le cas des satellites pour lequel on n'a pas besoin d'une bande très large. L'utilisation d'un bit de parité donne aussi la transition cherchée et permet de réduire la bande.

On peut supposer l'utilisation du synchronisateur de mots pour augmenter, si nécessaire, la rapidité de l'avance du synchronisateur de cycles en verrouillage ou dans son retour en recherche. L'efficacité de ces fonctions parait douteuse, vu la facilité de fausse détection pour les codes courts de synchronisation de mots et l'impossibilité d'utiliser une fenêtre autour des bits de synchronisation de mots.

Tenant compte de ceci, il ne paraît pas utile d'approfondir cette question plus qu'il n'a été fait. Notons ici la description générale donnée par la référence [2] et l'analyse plus détaillée dans la référence [5].

3. Synchronisation de cycles

3.1. Généralités

Cette synchronisation s'effectue par la détection par corrélation d'une série de bits qui se trouve toujours dans la même position dans le cycle du message. Dans l'analyse qui suit, nous identifions les cycles et les bits comme indiqué figure 1. Afin de faciliter les analyses qui suivent, nous examinerons le nombre d'accords obtenus dans le corrélateur au lieu du nombre d'erreurs. L'un étant le complément de l'autre, nous avons les définitions suivantes :

n = longueur du code de synchronisation ;
Quand x = nombre d'accords dans le corrélateur ;
$n-x$ = nombre de désaccords dans le corrélateur.
N = nombre de bits/cycle.

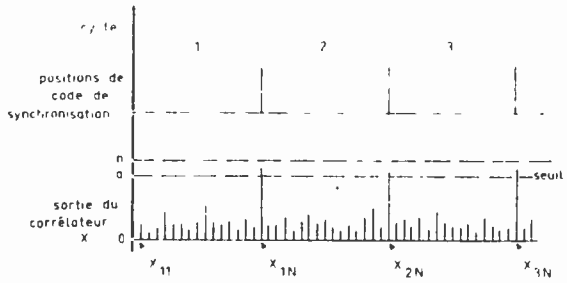


Fig. 1. — Caractérisation du message.

Nous supposons que le code de synchronisation de longueur n bits remplit le corrélateur entièrement quand arrive le dernier bit du cycle ; ainsi soient x_{1N}, x_{2N}, etc. les sorties du corrélateur d'amplitude maximale. Nous examinerons ci-dessous les trois modes d'opération pour deux types de synchronisateurs de cycle, l'un à seuil fixe et l'autre à seuil variable.

Pour toutes les analyses qui suivent, nous supposons que les bits d'information sont aléatoires, c'est-à-dire que la probabilité de 1 ou 0 pour chaque bit est 1/2.

3.2. Synchronisateur à seuil fixe

3.2.1. *Recherche*

Dans cette phase, le message qui arrive est testé bit par bit jusqu'à ce qu'on obtienne, en sortie du corrélateur, une tension qui dépasse le seuil affiché. Cet événement indique une position possible du code de synchronisation et le synchronisateur passe ensuite en mode de vérification. Pour terminer le mode de recherche le plus rapidement possible sur le vrai code de synchronisation, il faut que la valeur du seuil soit bien choisie. Afin de faciliter ce choix, nous calculons ici les probabilités de vraie détection, de fausse détection et d'absence de détection, en fonction de la longueur n du code, de la longueur N du cycle, et de la probabilité p d'erreur de bit dans le premier cycle du message.

La probabilité P_{vd} d'une vraie détection dans le premier cycle est donnée par la probabilité composée pour que la valeur de la sortie du corrélateur reste inférieure au seuil a quand les bits d'information sont dans le corrélateur et pour que la valeur de la sortie du corrélateur soit égale ou supérieure au seuil quand le code de synchronisation x_{1N} est dans le corrélateur.

Ainsi :

$$P_{vd} = \Pr\left[x_{11}, x_{12} \dots x_{1(N-1)} < a\right] \Pr\left[x_{1N} \geqslant a\right]$$
$$= \left[\left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{i=0}^{a-1} C_n^i\right]^{N-1} \left[\sum_{i=a}^{n} C_n^i (1-p)^i p^{n-i}\right],$$

avec i = nombre d'accords dans le corrélateur, ou

$$P_{vd} = \left[1 - \left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{i=a}^{n} C_n^i\right]^{N-1} \left[\sum_{i=a}^{n} C_n^i (1-p)^i p^{n-i}\right]. \quad (1)$$

La probabilité P_{fd} d'une fausse détection est la probabilité d'obtenir sur les bits d'information au moins une sortie dont la valeur dépasse le seuil. Ceci se calcule indirectement en utilisant la probabilité, calculée ci-dessus, pour qu'aucune sortie sur les bits d'information ne dépasse le seuil, ainsi :

$$P_{fd} = 1 - \Pr\left[x_{11}, x_{12} \dots x_{1(N-1)} < a\right]$$
$$= 1 - \left[1 - \left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{i=a}^{n} C_n^i\right]^{N-1}. \quad (2)$$

La probabilité d'absence de détection est donnée simplement par l'expression :

$$P_{ad} = 1 - P_{vd} - P_{fd}. \quad (3)$$

On calcule les probabilités données par les équations (1), (2) et (3) pour les formats suivants :

Longueur de code n bits	Longueur de cycle N bits
16	320
27	1728

La figure 2 donne, sous forme graphique, les résultats de ces calculs pour des taux d'erreurs $P = 0{,}1$; 0,01 et 0,001 ($N = 320$).

Les courbes montrent la variation des probabilités en fonction du seuil utilisé dans le synchronisateur.

Ces courbes nous permettent de faire les observations suivantes :

a) On voit que l'efficacité d'un code de synchronisation augmente rapidement avec sa longueur. Ainsi le code de 27 bits qui occupe 1,6 % du cycle donne de meilleurs résultats que le code de 16 bits qui a une bande de 5 %. Il faut reconnaître qu'un cycle de grande longueur, qui permet une utilisation plus efficace de la bande par le code de synchronisation, ne convient pas toujours à tous les véhicules tels que satellites petits et moyens.

b) Le seuil optimal change avec le taux d'erreurs. On voit qu'un seuil optimal pour un taux d'erreurs = 0,1 bien qu'acceptable, donne des probabilités de détection inférieures pour des taux d'erreurs plus bas. Cependant, il ne paraît pas avantageux de permettre à l'opérateur de changer le niveau du seuil en cours d'opération à cause des mauvais résultats obtenus quand le niveau est mal choisi.

c) Pour des valeurs de seuil bien choisies, on voit que la probabilité de fausse synchronisation est relativement basse. Ceci est souhaitable en fait parce que le synchronisateur cesse généralement d'examiner tous les bits dans le cycle, une fois que la détection initiale est faite. Si le synchronisateur fait une fausse détection sur une série de bits d'information qui ressemble au code de synchronisation, il peut rester sur cette fausse position assez longtemps puisque les bits d'information risquent de changer lentement. Dans un synchronisateur à seuil fixe, on a donc intérêt à établir un seuil de valeur élevée pour la phase de recherche.

3.2.2. *Avance en verrouillage*

Après avoir effectué une détection initiale, le synchronisateur passe en mode de vérification. Le but de cette phase d'opération est de confirmer qu'on est sur la position correcte de synchronisation. On cherche donc une ou plusieurs répétitions de la détection initiale afin de confirmer le choix de la position du code de synchronisation. Le seul moyen exact pour connaître l'évolution du système quand le message arrive est de faire une analyse probabilistique de tous les états possibles du synchronisateur. Ceci permet une comparaison valable entre les différentes stratégies utilisables dans le synchronisateur. Nous donnons ici les résultats d'une telle analyse pour les trois premiers cycles du

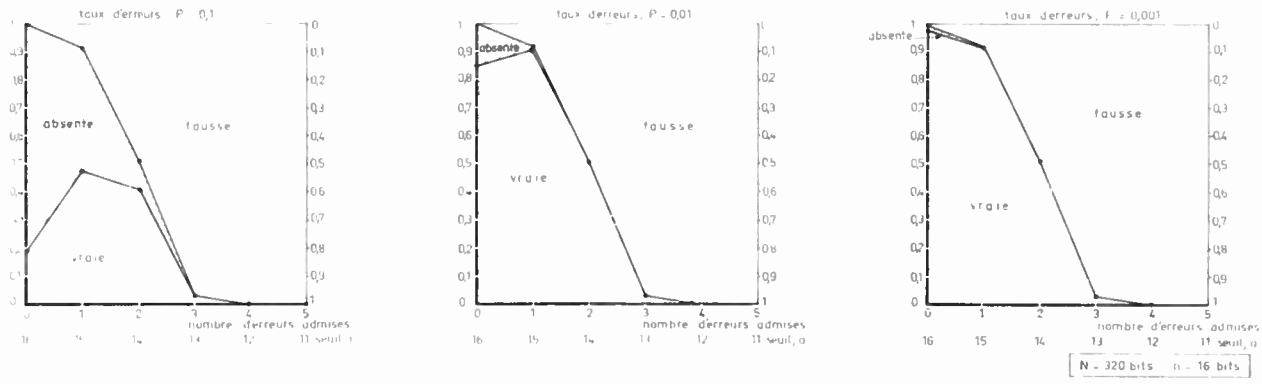


FIG. 2. — Probabilités de détection.

message. L'analyse se complique rapidement et sa poursuite exige l'aide d'un ordinateur. Quoique l'analyse s'arrête au troisième cycle, on peut en tirer des conclusions intéressantes.

Pour le format $N = 320$ bits et $n = 16$ bits, on a calculé les probabilités de se trouver sur la position de synchronisation correcte ou sur une fausse position de synchronisation à la fin du premier, du deuxième et du troisième cycle du message. On donne les détails de ces calculs dans la référence [6]. On fait l'analyse pour plusieurs valeurs du seuil et notamment pour les valeurs du seuil qui changent en passant du mode de vérification, en supposant le taux d'erreurs = 0,1. Les résultats sont donnés figures 3 et 4.

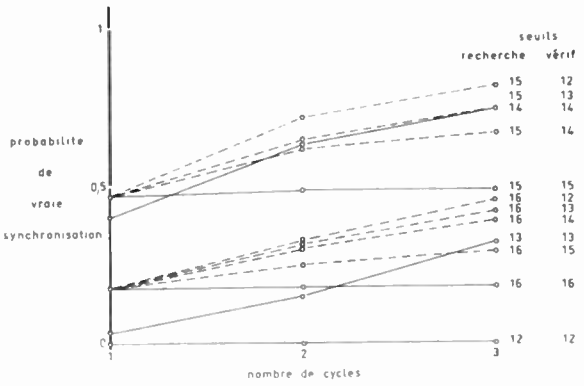


FIG. 3. — Probabilité de vraie synchronisation en fonction du nombre de cycles du message.

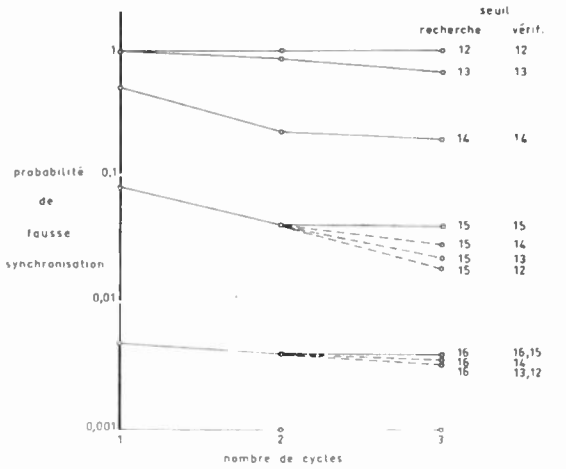


FIG. 4. — Probabilité de fausse synchronisation en fonction du nombre de cycles du message.

Les calculs faits aussi bien que les courbes des figures 3 et 4, nous permettent de faire les observations suivantes :

a) Un deuxième seuil pour le mode de vérification est très utile. Ceci nous permet de fixer un seuil élevé pendant le mode de recherche et ensuite un seuil réduit en mode de vérification. On voit l'avantage d'un tel procédé en faisant une comparaison entre la stratégie basée sur un seuil de 15 en recherche et en vérification, et une autre stratégie où on utilise un seuil de 16 en recherche et 12 en vérification. A la fin du troisième cycle, les probabilités de vraie synchronisation sont essentiellement égales, pendant que la probabilité de fausse synchronisation est dix fois plus faible pour la stratégie à double seuil que pour la stratégie à seuil unique. On voit d'ailleurs que la probabilité de vraie synchronisation n'augmente pas très vite avec le seuil unique à 15. Par contre, cette probabilité augmente régulièrement pour le synchronisateur à double seuil. Ceci s'explique par le fait que le synchronisateur à seuil unique perd la synchronisation plus facilement que celui à double seuil pour lequel la probabilité de vérification d'une vraie synchronisation est très élevée.

b) La probabilité d'une fausse synchronisation ne baisse pas très vite avec le déroulement du message. Il faudra longtemps pour atteindre un niveau de 10^{-6}, par exemple. On peut penser que la longueur du code de synchronisation joue un rôle capital ici, puisqu'elle détermine la valeur initiale de la probabilité de fausse synchronisation.

c) Il est intéressant de noter que la probabilité de se trouver sur une position fausse baisse plus vite pour le seuil double. Ceci s'explique par une plus grande tendance à perdre la vraie synchronisation lorsqu'on opère à seuil unique, ce qui augmente la valeur de la probabilité de la séquence suivante :

1er cycle — vraie détection
2e cycle — vraie synchronisation perdue
3e cycle — fausse détection.

Par contre, la probabilité de perdre la vraie synchronisation dans le second cycle avec un seuil double devient faible.

d) Les calculs numériques suggèrent les approximations suivantes dans le cas où le seuil en recherche est élevé et celui en vérification bas ($a = 16$ et 12 respectivement pour le cas donné ci-dessus). Les probabilités d'être sur la vraie ou la fausse position au bout de N cycles s'écrivent :

$$P_{vN} = P_{vd} + P_{ad} P_{vd} + P_{ad}^2 P_{vd} + \ldots + P_{ad}^{N-1} P_{vd}$$

$$= P_{vd} \left[\frac{1 - P_{ad}^N}{1 - P_{ad}} \right],$$

et

$$P_{fN} = P_{fd} P_{ad}^{N-1}.$$

Afin que ces expressions soient valables, il faut que :

— la probabilité de confirmer une vraie détection P_{vc} (voir la formule (4) ci-dessous) approche de la valeur 1.

— la probabilité d'une fausse détection soit très inférieure à la probabilité de l'absence d'une détection ($P_{fd} \ll P_{ad}$).

— la probabilité de confirmer une fausse détection, un cycle après son apparition, soit très inférieure à la probabilité de l'absence d'une détection ($P_{fc} \ll P_{ad}$).

e) En ce qui concerne les courbes de la probabilité pour que le système soit sur une position de fausse synchronisation, il faut examiner de plus près la signification de ces résultats. Ces résultats indiqueront surtout une lenteur dans l'avance du système en mode de verrouillage. Cette lenteur provient de la tendance du synchronisateur à perdre la bonne synchronisation et à faire une mauvaise détection avant de retrouver la bonne. Il est donc souhaitable que les seuils du synchronisateur soient tels que la probabilité d'être sur une fausse position de synchronisation soit faible. Cependant le fait qu'un synchronisateur ait tendance à faire de fausses détections n'indique pas forcément une tendance à se verrouiller sur une fausse position de synchronisation.

Pour le format $N = 320$ et $n = 16$, considérons les résultats suivants où la séquence FD-FC-FC représente une séquence de trois cycles dans lesquels on fait une fausse détection dans le premier et des fausses confirmations dans les second et troisième. Dans les deux cas, on voit que la probabilité d'un faux verrouillage est très faible. Ceci provient du fait que la probabilité d'une fausse confirmation sur les bits aléatoires est, elle aussi, très petite.

Séquence	Probabilité de la séquence	
	seuil, recherche = 15 seuil, vérification = 15	seuil, recherche = 16 seuil, vérification = 12
FD	0,079	0,004 8
FD-FC	0,000 021	0,000 18
FD-FC-FC	0,000 000 005 5	0,000 007
FD-FC-FC-FC	0,000 000 000 001 4	0,000 000 27

3.2.3. *Maintien en verrouillage*

En mode de verrouillage, le synchronisateur continue à tester le code de synchronisation afin de vérifier qu'il est toujours sur la bonne position. Une sortie du corrélateur dont la valeur égale ou dépasse le seuil est évidemment une vérification, alors qu'une valeur en-dessous du seuil compte comme une absence de vérification. Pour ce mode d'opération, il faut choisir un seuil qui minimalise le nombre d'absences de vérification sur le vrai code afin d'éviter des faux retours en recherche pendant le dépouillement du message. Ceci exige un seuil qui ne soit pas trop élevé. En même temps, il faut que le seuil soit assez élevé pour assurer un retour rapide en mode de recherche quand la synchronisation est vraiment perdue.

Pour ces calculs, nous supposons que le synchronisateur repasse de verrouillage en recherche à la suite d'une série de k absences consécutives de vérification. Pour une probabilité d'absence de vérification assez basse, nous pourrions considérer la suite de k absences de vérification comme un événement dont la probabilité s'écrit :

$$P_{ka} = (1 - P_{vc})^k, \qquad (4)$$

où la probabilité d'une vraie confirmation sur le code de synchronisation dans le Q-ième cycle s'exprime :

$$P_{vc} = \Pr[x_{QN} \geqslant a],$$

$$= \sum_{i=a}^{n} C_n^i (1-p)^i p^{n-i},$$

et le nombre moyen de cycles pour que le synchronisateur repasse en recherche sur le vrai code de synchronisation :

$$N_k = \frac{1}{P_{ka}}. \qquad (5)$$

En utilisant les équations (4) et (5) nous calculons N_k en fonction de k pour plusieurs valeurs de seuil. Les résultats sont donnés sur la figure 5.

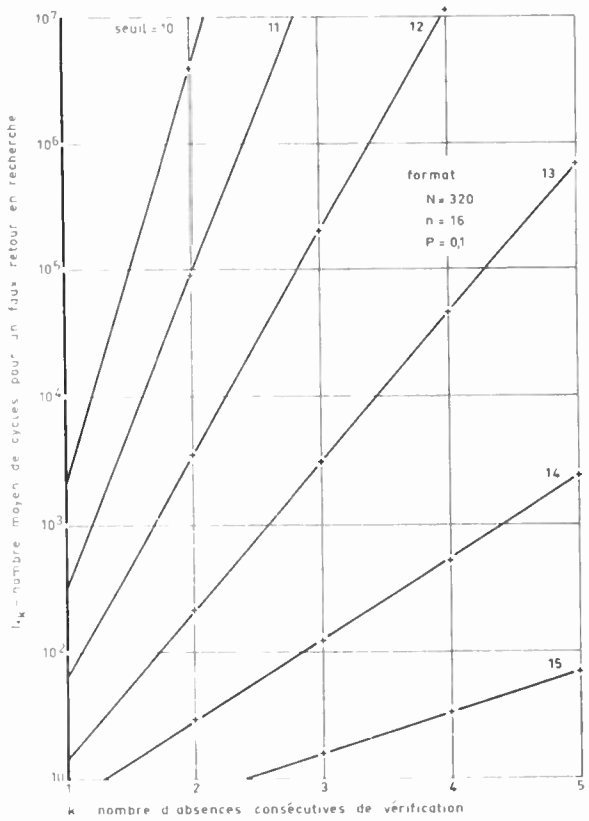


FIG. 5. — Nombre d'absences consécutives de vérification.

Ces courbes montrent l'utilité d'un deuxième seuil pour le mode de verrouillage puisque le nombre de cycles pour un faux retour en recherche est petit tant que le seuil est élevé.

3.3 Synchronisateur a seuil variable

3.3.1. *Recherche*

L'opération de ce synchronisateur est donnée en détail dans la référence [1]. Dans le mode de recherche, le message qui arrive en série est testé bit par bit dans un corrélateur (fig. 6). Chaque fois que le niveau de la sortie du corrélateur dépasse la valeur dans la mémoire, la nouvelle valeur est transférée dans la mémoire et le compteur remis à zéro. La recherche pour le code de synchronisation se termine quand on effectue un transfert au moment où le code est dans le corrélateur. Cette détection du code est vérifiée en comptant les N bits dans le cycle suivant, sans un transfert. Quand le compteur arrive à la valeur N, le synchronisateur passe en mode de vérification (fig. 7).

La probabilité de détecter le vrai code de synchronisation (fig. 7*a*), en supposant que la recherche commence sur x_{11}, est donnée par la probabilité pour que la sortie du corrélateur x_{1N} soit plus grande que les sorties sur toutes les positions dans le cycle, ou

$$P_v = \Pr\left[x_{1N} > x_{11}, x_{12} \cdots x_{1(N-1)}\right]$$

$$= \sum_{a=0}^{n} \left\{\Pr[x_{1N} = a] \Pr[x_{11}, x_{12} \cdots x_{1(N-1)} < a]\right\},$$

$$P_v = \sum_{a=0}^{n} \left\{C_n^a (1-p)^a p^{n-a} \left[\left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{i=0}^{a-1} C_n^i\right]^{N-1}\right\}. \quad (6)$$

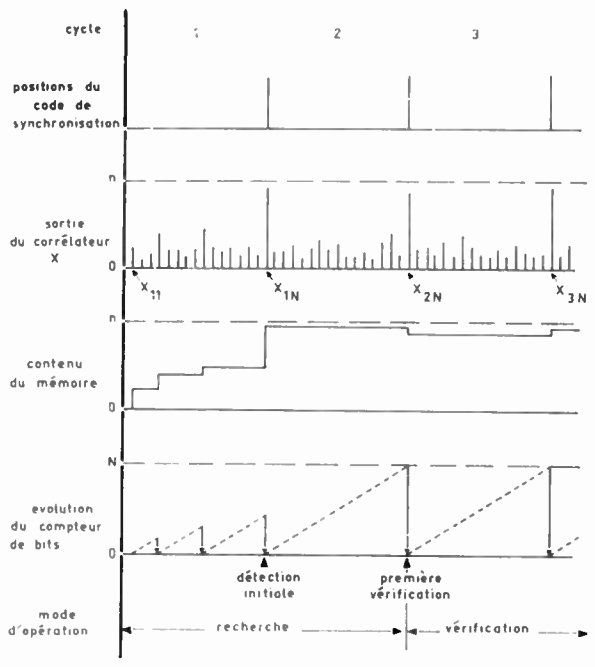


FIG. 7. — Evolution du synchronisateur à seuil variable.

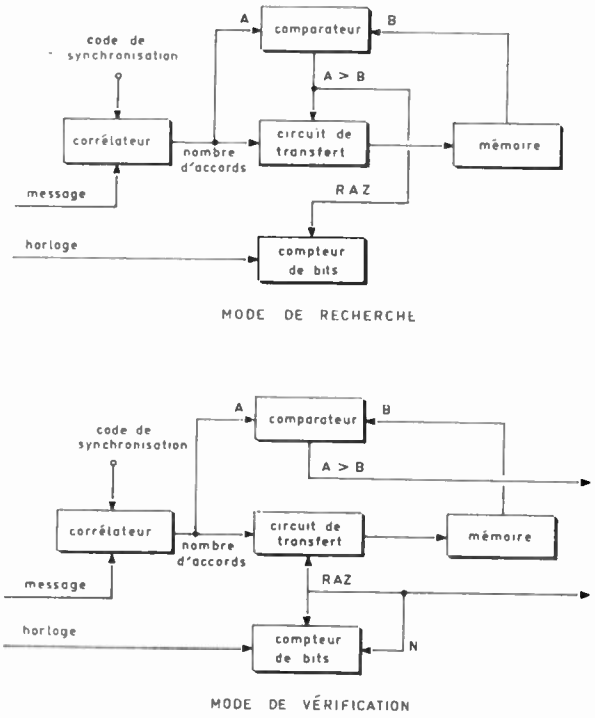


FIG. 6. — Schéma fonctionnel de synchronisation à seuil variable.

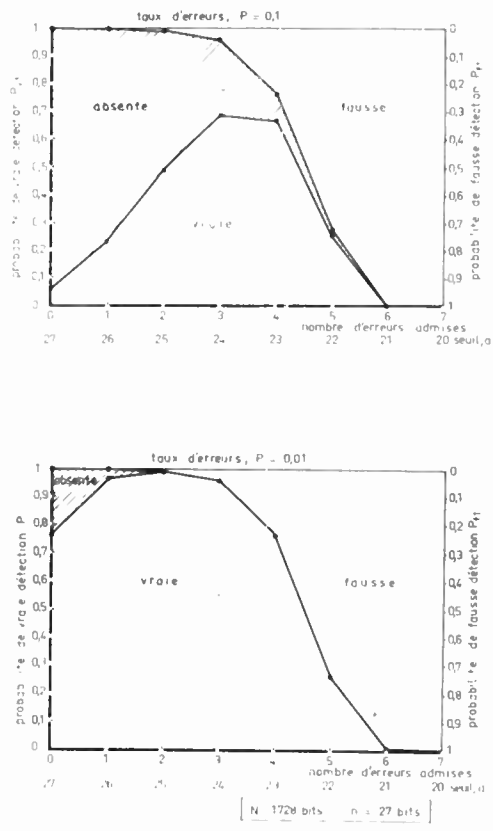


FIG. 7*a*. — Probabilités de détection.

La probabilité de terminer le premier cycle sur une fausse position est :

$$P_{f_1} = 1 - P_{v_1}. \qquad (7)$$

Comme le synchronisateur à seuil variable prend toujours une décision, il n'y a pas d'état d'absence de synchronisation.

Pour le format $N = 320$ et $n = 16$, avec un taux d'erreurs égal à 0,1, nous calculons les probabilités de se trouver sur la vraie position ou sur une fausse position, en utilisant les formules (6) et (7). On obtient :

$$P_{v_1} = 0{,}63 \qquad P_{f_1} = 0{,}37.$$

3.3.2. *Avance en verrouillage*

En mode de vérification, la sortie du corrélateur est transférée dans la mémoire à la fin du cycle quand le code supposé est dans le corrélateur. Ce transfert est provoqué par la remise à zéro du compteur de bits (fig. 6). Pendant le cycle après le transfert, on continue à faire une comparaison entre le contenu de la mémoire et la sortie du corrélateur. On considère qu'une vérification est obtenue si les sorties du corrélateur ne dépassent pas la valeur mémorisée.

Comme dans le cas du synchronisateur à seuil fixe, l'analyse complète de l'évolution du synchronisateur quand le message arrive, se complique rapidement. Il n'est pas pratique de poursuivre les calculs manuels au-delà du second cycle. Les détails sont donnés référence [6] ; nous nous bornons à donner ici les résultats pour le format ci-dessus :

$$P_{v_2} = 0{,}87 \qquad P_{f_2} = 0{,}13.$$

Ces résultats nous permettent de faire quelques observations :

a) Une comparaison avec les courbes de la figure 3 montre que le synchronisateur à seuil variable semble avancer en verrouillage plus rapidement que le synchronisateur à seuil fixe. Il faudrait continuer l'analyse de l'évolution de deux synchronisateurs sur ordinateur afin de vérifier que cette tendance persiste.

b) En ce qui concerne la probabilité d'une fausse détection, il est intéressant de faire une distinction entre sa signification pour les deux synchronisateurs. A seuil fixe, une fausse détection est un événement positif en ce sens qu'il y a un dépassement du seuil qui déclenche une logique qui inhibe l'examen du message pendant un cycle au moins. On perd un cycle dans l'avance du synchronisateur en mode de verrouillage, chaque fois qu'une fausse détection se produit. Par contre, une fausse détection, pour le dispositif à seuil variable, signifie seulement l'absence d'une vraie détection et n'inhibe pas la recherche pour le vrai code.

Comme nous l'avons indiqué pour le synchronisateur à seuil fixe, la probabilité pour que le système se verrouille sur une fausse position est très faible. Pour la montrer, considérons les séquences suivantes pour $N = 320$ et $n = 16$:

Séquences	Probabilité de la séquence
FD	0,37
FD-FC	0,000 93
FD-FC-FC	0,000 001 8
FD-FC-FC-FC	0,000 000 036

3.3.3. *Maintien en verrouillage*

En mode de verrouillage (fig. 8), le synchronisateur continue à examiner le message comme pour le mode de vérification. Chaque fois que le niveau de sortie du corrélateur sur des bits d'information dépasse la valeur dans la mémoire, on compte une absence de confirmation. On se limite à un maximum d'une absence de vérification par cycle. Après une suite d'absences consécutives, le synchronisateur repasse en recherche. Nous calculons ici le nombre moyen de cycles pour que le synchronisateur fasse un faux retour en recherche.

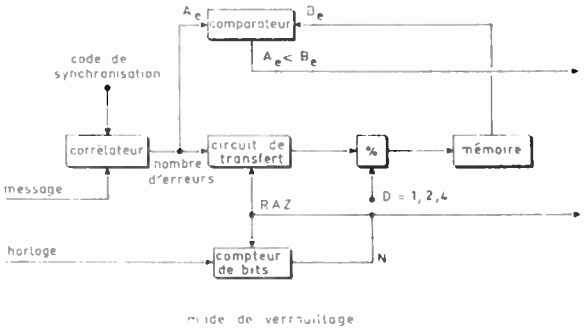


FIG. 8. — Synchronisateur à seuil variable.

Il faut noter la présence du diviseur entre le circuit de transfert et la mémoire. Ce circuit fait pour le synchronisateur à seuil variable ce que le seuil double fait pour le synchronisateur à seuil fixe. Contrairement à la représentation adoptée précédemment, nous considérons ici que la valeur de sortie du corrélateur est proportionnelle au nombre d'erreurs dans le corrélateur. Cela fait que la division agit sur le nombre d'erreurs et non sur le nombre d'accords obtenus dans le corrélateur. Pour avoir une absence de confirmation quand $D = 2$ par exemple, il faudra au moins une sortie sur bits d'information avec un nombre d'erreurs inférieur à la moitié du nombre d'erreurs sur le vrai code.

Nous obtenons les courbes de la figure 9 en utilisant les équations (4) et (5) avec la probabilité d'une vraie confirmation dans le Q-ième cycle :

$$P_{vc} = \sum_{a=0}^{n} \Pr[x_{QN} = a] \times \Pr[x_{(Q+1)1}, x_{(Q+1)2} \cdots x_{(Q+1)(N-1)} \leqslant a]$$

$$= \sum_{a=0}^{n} \left\{ C_n^a (1-p)^a p^{n-a} \left[\left(\frac{1}{2}\right)^n \sum_{i=0}^{a} C_n^i \right]^{N-1} \right\}.$$

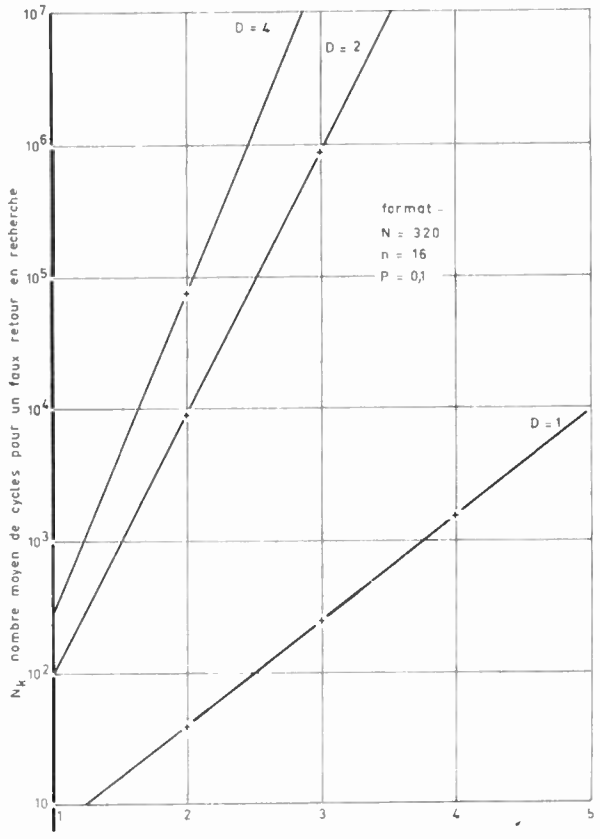


FIG. 9. — Nombre d'absences consécutives de vérification.

Ces courbes nous permettent de conclure que la division du niveau de sortie du corrélateur améliore considérablement les performances du synchronisateur en ce qui concerne son maintien en verrouillage.

4. Fenêtre

Il est souhaitable que le synchronisateur secondaire laisse une fenêtre centrée en la position du code de synchronisation, afin d'attraper tout glissement de bits pouvant se produire pendant le cycle. La largeur de cette fenêtre dépend de la fréquence et de l'amplitude des glissements aussi bien que de la probabilité d'une fausse synchronisation à l'intérieur de la fenêtre. Il est à noter qu'une fausse synchronisation provoque la perte d'un cycle d'information mais, à la fin du cycle, il est probable que la synchronisation correcte sera retrouvée. Donc, une fausse synchronisation dans la fenêtre est à éviter, mais elle n'est pas catastrophique.

Afin d'aider dans le choix de la largeur de la fenêtre, nous calculons ici la probabilité d'une fausse synchronisation dans la fenêtre pour un synchronisateur à seuil fixe. Soit :

P_{ff} = probabilité d'une fausse synchronisation dans la fenêtre ;

P_{af} = probabilité d'absence de toute synchronisation dans la fenêtre ;

P_{vf} = probabilité d'une vraie synchronisation dans la fenêtre ;

$P_{f(N-1)}$ = probabilité d'une fausse synchronisation sur la position $(N-1)$;

$1-P_{vc}$ = probabilité d'absence d'une vraie confirmation sur le code de synchronisation ;

$2m+1$ = largeur de la fenêtre,

$$P_{ff} = 1 - P_{af} - P_{vf} \tag{8}$$

$$P_{af} = (1-P_{f(N-m)})(1-P_{f(N-m+1)}) \dots (1-P_{f(N-1)}) \times (1-P_{f(1)})(1-P_{f(2)}) \dots (1-P_{f(m)})(1-P_{vc}).$$

$$P_{vf} = (1-P_{f(N-m)})(1-P_{f(N-m+1)}) \dots (1-P_{f(N-1)})P_{vc}.$$

Quand le code de synchronisation est partiellement recouvert, le nombre d'accords et désaccords est symétrique par rapport à la position correcte de synchronisation. Donc on peut écrire :

$$1-P_{f(N-m)} = 1-P_{f(m)},$$
$$1-P_{f(N-m+1)} = 1-P_{f(m-1)},$$
$$1-P_{f(N-1)} = 1-P_{f(1)}.$$

L'équation (8) devient :

$$P_{ff} = 1 - (1-P_{f(1)})(1-P_{f(2)}) \dots (1-P_{f(m)})P_{vc} - [(1-P_{f(1)})(1-P_{f(2)}) \dots (1-P_{f(m)})]^2(1-P_{vc}) \tag{9}$$

Chaque probabilité $P_{f(1)}$, $P_{f(2)}$... dépend de la composition du code de synchronisation parce que la probabilité d'une fausse synchronisation varie avec le nombre d'accords et désaccords pour chaque degré de recouvrement du code.

Les accords nécessaires pour obtenir une fausse synchronisation proviennent des bits de code et des bits d'information dans le corrélateur. Soit :

i = nombre d'accords sur bits de code ;

j = nombre d'accords sur bits d'information

avec $a \leqslant i+j \leqslant n$, où a est le seuil.

La probabilité d'une fausse synchronisation s'écrit pour un recouvrement r,

$$P_{f(r)} = \sum_{j = \begin{cases} 0 \\ a-(n-r) \\ \text{(le plus grand)} \end{cases}}^{r} P_{1j} \sum_{i=a-j}^{n-r} P_{2i} \tag{10}$$

où P_{1j} = probabilité de j accords sur bits d'information ;

P_{2i} = probabilité de i accords sur bits de code.

$1 \leqslant r \leqslant m$.

La probabilité d'obtenir exactement j accords sur les

bits d'information s'écrit simplement :

$$P_{1i} = \left(\frac{1}{2}\right)^{i} C_r^i. \qquad (11)$$

Le calcul P_{2i} dépend de la composition du code de synchronisation et il est traité dans la référence [7]. En bref, pour la position r dans la fenêtre, il y a $(n-r)$ bits de code dans le corrélateur. Supposons qu'il y ait x bits en accord, ce qui laisse $(n-r-x)$ en désaccord. Le nombre total d'accords i se réalise si k bits d'accord restent inchangés dans la présence du bruit, pendant que $(k-i)$ bits de désaccord se changent en bits d'accord. Cette probabilité s'écrit :

$$P_{2i} = \sum_{k=0}^{i} C_x^k (1-p)^k p^{x-k} \times C_{n-r-x}^{k-i} p^{k-i} (1-p)^{(n-r-x)-(k-i)}, \qquad (12)$$

où C_x^k = nombre de façons d'obtenir k accords parmi les x bits d'accords ;

C_{n-r-x}^{k-i} = nombre de façons d'obtenir $(k-i)$ accords parmi les $(n-r-x)$ bits en désaccord ;

p = taux d'erreurs.

On utilise les équations (9), (10), (11) et (12) pour calculer la probabilité d'une fausse synchronisation à l'intérieur de la fenêtre.

Comme nous avons indiqué, le choix de la largeur de la fenêtre serait facilité par une connaissance des caractéristiques des glissements qui se produisent pendant la décommutation d'un message. Cependant une telle connaissance n'est pas facile. Il ne paraît pas qu'on ait publié des analyses applicables à ce problème. Les seuls résultats disponibles sont basés sur des mesures faites sur des appareils disponibles. On donne quelques résultats dans les références [8], [9] et [10]. Nous reproduisons quelques chiffres de la référence [8] qui indiquent le glissement en fonction du rapport S/N, où S/N est le rapport du signal crête au bruit efficace dans la bande $1/T$. La référence [11] indique que les glissements de phase ont une tendance à se produire en paquets, un fait important au point de vue de la largeur de la fenêtre, rendant incertaine l'utilisation des nombres moyens donnés ci-dessous :

S/N (dB)	Nombre moyen de bits glissés en 10^5 bits
10	rien
8	1 (peu)
6	10
4	200
3	300

Comme le glissement est proportionnel au rapport S/N, il est intéressant de spéculer sur la possibilité d'une fenêtre dont la largeur varie en fonction de S/N. De toute façon, une meilleure protection contre des glissements peut être réalisée en mettant les mots d'information les plus importants immédiatement après le code de synchronisation du cycle.

5. Codes de synchronisation

La composition du code de synchronisation a été traitée souvent dans la littérature [8,12 à 15]. L'étude la plus récente et compréhensive est donnée par la référence [7] qui se termine par une liste de codes de synchronisation qui comprend toutes les longueurs entre 7 et 30 bits. Les codes indiqués sont incorporés dans les normes de télémesures du Goddard Space Flight Center de la NASA [4]. La composition des codes a été établie à l'aide d'un corrélateur utilisant les critères suivants :

a) La composition du code est telle que la probabilité d'une fausse synchronisation pour tous les états de recouvrement est minimale.

b) On calcule la probabilité d'une fausse synchronisation en supposant deux erreurs permises dans le corrélateur. La composition du code change avec le nombre d'erreurs permises dans ce calcul, mais quand on compare les performances des différents codes, elles sont très voisines. Donc le nombre d'erreurs pour lequel le code est optimalisé joue un rôle secondaire.

c) Les codes sont calculés pour un taux d'erreurs $p = 0{,}1$.

d) Pour les codes de longueur entre 26 et 30 bits, on impose les conditions supplémentaires :

— bit 1 dans la première position du code,

— total des bits 1 pour chaque mot de code se trouve entre les limites $\frac{n-1}{2}$ et $\frac{n+2}{2}$,

— mot de code terminé par cinq 0 au moins.

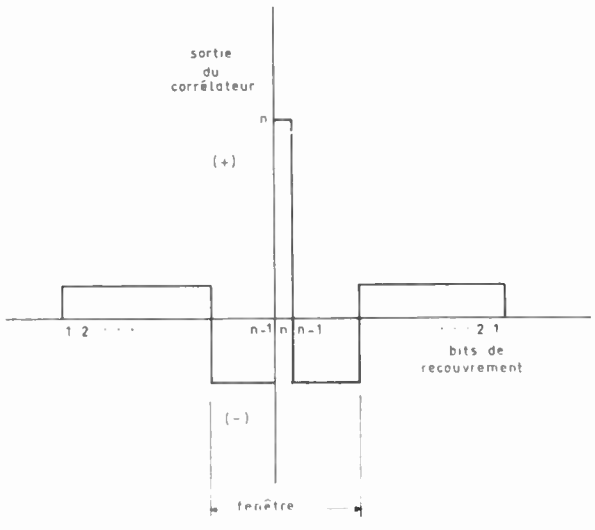


FIG. 10. — Sortie de corrélateur en fonction du recouvrement.

TABLEAU I

Code de synchronisation

Longueur	Composition									
7	101	100	0							
8	101	110	00							
9	101	110	000							
10	110	111	000	0						
11	101	101	110	00						
12	110	101	100	000						
13	111	010	110	000	0					
14	111	001	101	000	00					
15	111	011	001	010	000					
16	111	010	111	001	000	0				
17	111	100	110	101	000	00				
18	111	100	110	101	000	000				
19	111	110	011	001	010	000	0			
20	111	011	011	110	001	000	00			
21	111	011	101	001	011	000	000			
22	111	100	110	110	101	000	000	0		
23	111	101	011	100	110	100	000	00		
24	111	110	101	111	001	100	100	000		
25	111	110	010	110	111	000	100	000	0	
26	111	110	100	110	101	100	010	000	00	
27	111	110	101	101	001	100	110	000	000	
28	111	101	011	110	010	110	011	000	000	0
29	111	101	011	110	011	001	101	000	000	00
30	111	110	101	111	001	100	110	100	000	000

Il est à noter que chaque mot de code a un complément, un miroir symétrique (le code pris en sens inverse), et le complément du miroir symétrique. Les propriétés de toutes ces versions sont identiques, c'est-à-dire que les probabilités de fausse synchronisation et les fonctions d'autocorrélation tronquées sont les mêmes. Elles sont toutes interchangeables, ce qui permet, entre autres choses, la formation d'une liste de mots qui commence par 1.

La liste des codes de synchronisation est donnée sur le tableau I. Il ne semble pas qu'on puisse améliorer le codes obtenus sans modifier les hypothèses de calcul. En ce sens, il serait peut-être utile de considérer une classe de codes dont la composition est conçue pour optimaliser les performances à l'intérieur de la fenêtre. Dans ce cas, on chercherait des codes tels que la sortie du corrélateur, en fonction du recouvrement, se présente de la façon indiquée à la figure 10.

BIBLIOGRAPHIE

[1] HAWKES T. et DUPRAZ J. — « PCM Frame Synchronization with a Self-Varying Threshold » *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 3, N° 2, March 1967.

[2] MAGNIN J.P. et CHAZOT G.C. — « La Synchronisation des Télémesures Codées », *l'Onde Electrique*, sep. 1965, N° 463, pp. 1225-1244.

[3] NARROW B. et PASTERNACK M. — « A Computer Program to Evaluate the Effectiveness of PCM Frame Synchronization Strategies », *Telemetry*, sep-oct. 1966, Vol. 1, N° 4.

[4] Part I — Telemetry Standards, Jan 27, 1966, Goddard Space Flight Center, NASA, Greenbelt, Maryland, USA.

[5] PHILLIPS J.L. et GOODE G.E. — « Correlation Detection and Sequential Testing for PCM Group Synchronization », Proceedings of the 1962 National Telemeterig Conference, Part 5-4.

[6] *Etude Théorique de la Chaîne de Télémesure PCM*, N° 4, décembre 1966, Marché CNES 65-280.

[7] MAURY J.L. et STYLES F.J. — « Development of Optimum Frame Synchronisation Codes for Goddard Space Flight Center PCM Telemetry Standards », Proceedings of the 1964 National Telemetering Conference, Part 3-1.

[8] RUDIN M.B. et FIORINI F. — « Advancements in the Design and Evaluation of Group Synchronizers for PCM Telemetry », 1962 National Symposium on Space Electronics and Telemetry, Part 3-5.

[9] PERKINS F.A. — « The Effect of Bit and Group Synchronization on the Reception of PCM/FM Telemetry Signals », Proceedings of the 1964 National Telemetering Conference, Part 3-3.

[10] « Performance Characteristics of the Radiation Model 5220 PCM Signal Conditioner », Radiation Incorporated, Melbourne, Florida, USA.

[11] CHARLES F.A. et LINDSEG W.C. — « Some Analytical and Experimental Phase-Locked Loop Results for Low Signal-to-Noise Ratios », *Proceedings IEEE*, Vol. 54, N° 9, sep. 1966, p. 1152.

[12] PHILLIPS J.L. et GOODE G.E. — « Optimum PCM Frame Synchronization Codes and Correlation Detection », Proceedings of the 1961 National Telemetering Conference.

[13] WILLARD M.W. — « Optimum Code Patterns for PCM Synchronization », Proceedings of the 1962 National Telemetry Conference.

[14] MASCHING R.G. — « A Simplified Approach to Optimal PCM Frame Synchronization Formats », Proceedings of the 1964 National Telemetering Conferences, Part 3-2.

[15] BARKER R.H. — « Group Synchronization of Binary Digital Systems » dans le livre Communication Theory, Willis et Jackson, Academic Press 1953.

Autres articles intéressants

[16] MAGNIN J.P. — « Digital Synchronization of PCM Telemeters », Proceedings of the 1962 National Telemetry Conference, Part 5-3.

[17] CROW J.H. — « PCM Signal-to-Noise Performance », Proceedings of the 1962 National Telemetering Conference, Part 5-1.

[18] WILLARD M.W. — « Mean Time to Establish PCM Synchronization », 1962 National Symposium on Space Electronics and Telemetry, Part 3-4.

[19] WILLARD M.W. — « Pulse Code Modulation Telemetry Synchronization », Proceedings of the 1961 National Telemetry Conference.

[20] MAXWELL M.S. et KURZ R.L. — « An Efficient PCM Error Correction and Synchronization Code », NASA TN D-2317.

[21] TAYLOR V.L. — « Optimum PCM Synchronization », Proceedings of the 1965 National Telemetering Conference, TP 3-3.

[22] LOWRY R.B. — « All-digital and Computer Techniques for Detecting PCM Frame Sync Threshold », Proceedings of the 1965 National Telemetering Conference, THA 12-2.

" ŒDIPE "
DÉCOMMUTATEUR POUR TÉLÉMESURES PAR IMPULSIONS CODÉES

PAR

P. ANGLADE
S.E.C.T. Arcueil

J. GIRAULT
C.S.F. Groupement Guynemer

T.A. HAWKES
C.S.F. Direction de l'Electronique Spatiale

Introduction

L'augmentation constante de la complexité des chaînes de télémesure d'engins, tant par le nombre croissant des informations à transmettre, la précision des mesures exigée, que par la fiabilité indispensable en considération des autres investissements, a conduit dès 1962 à repenser le mode de transmission des données jusque là assuré par la télémesure analogique de type AJAX largement développée et connue des utilisateurs.

Cette évolution vers la modulation par impulsions codée (PCM) et son adaptation aux télémesures d'engins, dans le cadre de la Délégation Ministérielle pour l'Armement, ont été confiés aux organismes suivants :

— Le Centre d'Essais en Vol (CEV) de Brétigny a développé l'instrumentation de mesure à bord ainsi que les blocs fonctionnels correspondant aux fonctions de modulation et d'émission de l'onde porteuse de télémesures ;

— Parallèlement le Service des Équipements de Champ de Tir (SECT) patronnait l'étude et la réalisation d'équipements de réception au sol pour les stations principales et périphériques du Centre d'Essais des Landes (CEL).

Pour ce faire, le Service des Équipements de Champ de Tir avait à choisir entre des matériels fabriqués en France avec soutien américain et le développement d'une étude purement française, solution plus constructive permettant de contribuer à l'évolution des industriels français mais plus coûteuse et plus risquée que la première. C'est finalement avec la CSF que le SECT a choisi de collaborer pour l'étude et la fabrication du décommutateur « ŒDIPE » qui représente le cœur du système de réception des télémesures PCM. Lancé il y a maintenant deux ans, le décommutateur sert actuellement aux premières expérimentations. Ce premier pas franchi bien au-delà de la « faisabilité », le service des Équipements de Champ de Tir devra pour 1969 avoir équipé en moyens de décommutation opérationnels l'ensemble des stations du champ de tir des Landes.

Une vue d'ensemble du décommutateur « ŒDIPE » se trouve sur la couverture de ce numéro de *l'Onde Électrique*.

1. Organisation de la chaîne de réception

La partie sol d'un système de télémesure PCM comporte trois aspects :

1.1. La réception

La chaîne de réception diffère peu de celle utilisée pour la télémesure AJAX. Seul l'emploi d'une modulation différente à l'émission se traduit, au niveau du récepteur proprement dit, par le remplacement éventuel du démodulateur, que permet la conception modulaire du récepteur.

1.2. La décommutation

La décommutation du message numérique, objet de cet article, sera décrite en détails dans les paragraphes suivants.

1.3. Le stockage des informations

Ce stockage peut se faire à plusieurs niveaux : prédétection, enregistrement série avant ou après régénération du message.

2. Limites du format à traiter

Le décommutateur doit permettre l'exploitation de messages codés dont le format est situé dans le cadre suivant :

- Rythme numérique : compris entre 10 bits/s et 10^6 bits/s.
- Modulation : RZ, NRZ-M, NRZ-C, Biphase M et Biphase C.
- Structure des mots :

A l'intérieur d'un même message les mots sont de longueur constante comprise entre 3 et 33 bits et se présentent à une cadence maximale de 20 000 mots/s. Les bits d'information sont toujours consécutifs à l'intérieur d'un mot ; ils peuvent être suivis d'un bit de parité (paire ou impaire).

L'information est toujours exprimée en code binaire, soit par bits de poids croissants, soit par bits de poids décroissants.

Un même message peut comprendre des mots non décomposés ou des mots décomposés en trois syllabes selon deux types de découpage.

- Structure des cycles :

Dans un même message les cycles gardent une longueur constante inférieure ou égale à 128 mots.

- Structure des cycles longs :

Dans un même message les cycles longs ont une longueur constante inférieure ou égale à 128 cycles.

- Commutation :

Les informations (mots ou syllabes) apparaissent à intervalles régulièrement espacés ; elles peuvent être :

— commutées normalement c'est-à-dire prélevées une fois par cycle,

— supercommutées ou prélevées tous les M mots ($2 \leqslant M \leqslant 64$)

— sous-commutées ou prélevées tous les C cycles ($2 \leqslant C \leqslant 64$).

- Synchronisations :

Synchronisation de mot — Les mots peuvent éventuellement comporter une synchronisation. Si elle existe, cette synchronisation est constituée par un groupe de X bits placés au début ou à la fin du mot. X peut être compris entre 2 et 6.

Synchronisation de cycle — Elle est constituée par un groupe de 1 à 3 mots consécutifs de composition quelconque mais constante d'un cycle à l'autre. Elle est située au début ou à la fin du cycle et sa longueur est inférieure ou égale à 64 bits.

Synchronisation de cycle long — Elle peut être réalisée de deux manières différentes :

— soit en transmettant une fois par cycle long, à la place du code de synchronisation de cycle, un code de même longueur mais de composition différente,
— soit en transmettant une fois par cycle un code d'identification dont la numérotation, en binaire pur, correspond au numéro du cycle dans le cycle long. Ce code est situé dans une syllabe dont l'adresse dans le cycle est quelconque.

3. Description du décommutateur

3.1. Organisation générale (fig 1)

Le décommutateur est constitué des organes essentiels suivants :

Le synchronisateur primaire : qui reçoit les signaux PCM « bruyants » issus d'un récepteur ou d'un enregistreur magnétique et restitue, sous forme d'impulsions à flancs raides exempts de bruit :

— l'information PCM présentée sous forme série,
— les signaux d'horloge en phase avec l'information.

Le synchronisateur secondaire : qui reçoit les signaux d'information et d'horloge élaborés par le synchronisateur primaire (ou l'unité d'entrée parallèle citée plus loin) et restitue :

— un signal d'adresse permettant d'identifier chaque mot du message,
— les états des diverses synchronisations (de mot, de cycle et de cycle long).

Le programmateur central : qui reçoit les signaux d'adresse et de synchronisation délivrés par le synchronisateur secondaire. Il élabore et distribue vers les unités de sortie les syllabes en parallèle et les signaux de transfert relatifs à un nombre limité de voies (64).

Les équipements de visualisation : qui reçoivent l'information et les signaux de transfert du programmateur central et assurent la visualisation sous forme analogique, binaire et décimale d'un nombre limité de voies de télémesure.

L'unité de sortie parallèle : qui reçoit du synchronisateur primaire le message série et délivre vers un enregistreur magnétique multipiste :

— le message sous forme parallèle (14 bits),
— un signal d'horloge dont la fréquence est égale au quatorzième du rythme numérique initial,
— un bit de parité.

L'unité d'entrée parallèle : qui reçoit, par lecture des bandes enregistrées à l'aide de l'Unité citée précédemment, le message sous forme parallèle, un signal d'horloge et un bit de parité et restitue, à destination du synchronisateur secondaire, le message série et l'horloge.

L'unité de sortie numérique : qui sert de tampon entre le programmateur central et le calculateur qui assure le dépouillement.

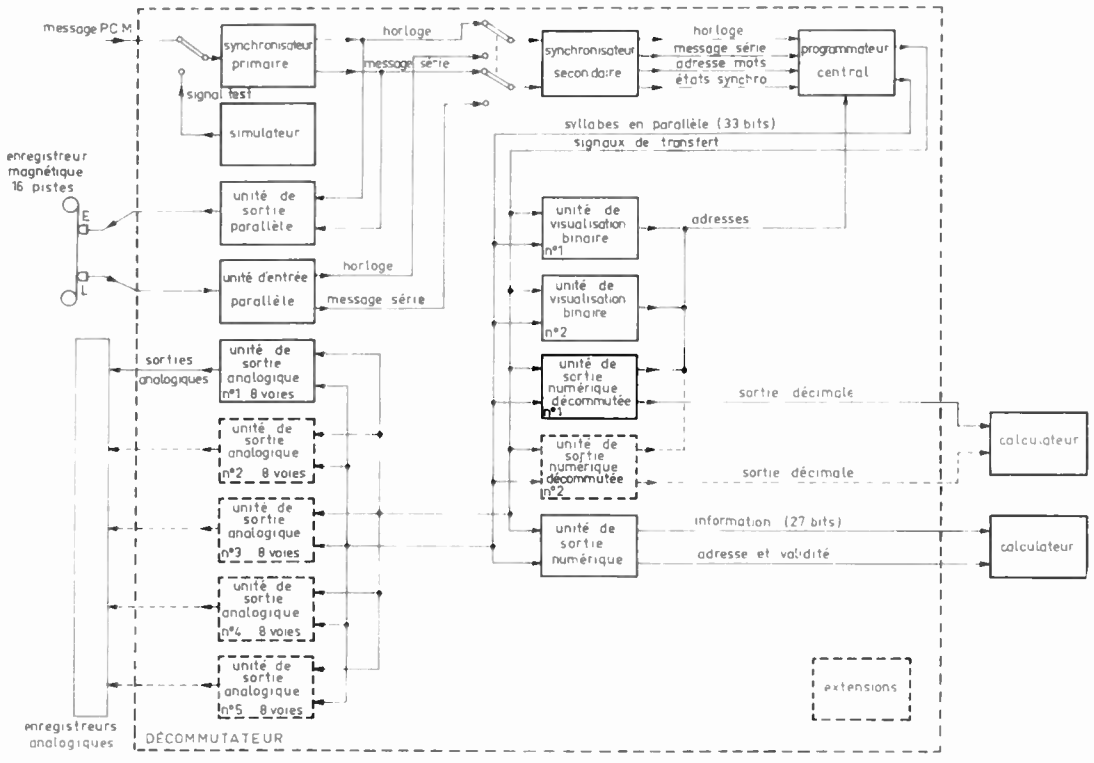


FIG. 1. — Organisation générale du décommutateur.

Le simulateur : permettant d'élaborer des signaux de télémesure applicables à l'entrée du synchronisateur primaire dans le but de vérifier le fonctionnement de tous les éléments de la chaîne de décommutation.

3.2. LE SYNCHRONISATEUR PRIMAIRE

Le synchronisateur primaire se décompose en trois sous-ensembles (fig 2) correspondant chacun à l'une des fonctions essentielles de l'appareil :

— un ensemble de conditionnement du signal d'entrée qui permet d'élaborer un signal calibré en amplitude et centré autour de zéro.

— une boucle d'asservissement en phase qui fournit un signal d'horloge synchrone du rythme numérique d'entrée.

— un ensemble de décision et de conversion qui effectue la détection de bit et la conversion de code.

3.2.1. *Ensemble de conditionnement du signal d'entrée*

Cet ensemble comprend quatre circuits principaux :

— un amplificateur d'entrée à courant continu dont le réglage du gain permet de centrer les signaux à traiter au milieu de la dynamique des organes suivants :

— un filtre pseudo-gaussien de pente asymptotique d'atténuation de 36 dB/octave ; ce filtre, dont la fréquence de coupure à 3 dB est réglée à H/2 pour les codes NRZ et à H pour les codes RZ et Bi-phase (H est le rythme numérique), permet d'éliminer les composantes du bruit situées hors de la bande utile.

— un détecteur permettant, grâce à la mise en mémoire des deux valeurs crêtes du signal, de déterminer la valeur moyenne du signal. La mise en mémoire est réalisée de façon analogique à l'aide de circuits R, C, commutables.

— un écrêteur à grand gain qui donne une transition franche chaque fois que le signal filtré passe par la valeur moyenne ; il commande les circuits de mise en

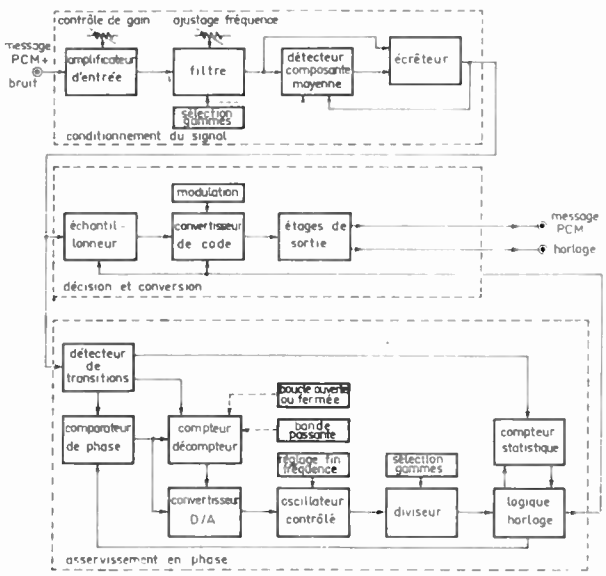


FIG. 2. — Bloc diagramme du synchronisateur primaire.

mémoire des valeurs crêtes, le détecteur de transitions situés dans la boucle d'asservissement de phase ainsi que le circuit de décision.

3.2.2. *Boucle d'asservissement en phase*

Elle est constituée d'un oscillateur contrôlé par une tension représentant l'intégrale de l'erreur de phase entre le signal incident et l'horloge locale. Cette boucle nécessite les organes essentiels suivants :

— un détecteur de transitions dont le rôle est d'élaborer des impulsions positives lorsque le signal écrêté présente une transition (positive ou négative).

— un comparateur de phase qui décide si les transitions du message sont en avance ou en retard par rapport à l'horloge locale.

— un compteur-décompteur qui intègre les impulsions délivrées par le détecteur de transitions, le signe de cette intégration étant commandé par les décisions du comparateur de phase.

— un convertisseur numérique-analogique qui traduit l'état du compteur-décompteur sous forme de tension continue.

— un oscillateur contrôlé en tension.

— un diviseur binaire à bascules permettant de constituer des gammes de fréquences.

— un compteur statistique permettant d'éliminer l'ambiguïté de phase de l'horloge inhérente aux systèmes biphases.

Cette ambiguïté est levée d'une manière classique à l'aide d'un compteur-décompteur qui vérifie que le nombre de transitions à mi-bit est supérieur au nombre de transitions se produisant au début d'un bit.

L'asservissement de phase ainsi constitué est de nature numérique. Cette structure confère à la boucle des propriétés indépendantes du rythme ; ce qui simplifie considérablement les problèmes liés à la commutation des fréquences et stabilise de façon parfaite la fonction de transfert du système en boucle fermée.

3.2.3. *Ensemble de décision et de conversion*

La décision de bit est obtenue par échantillonnage des signaux écrêtés. Cet échantillonnage a lieu à mi-bit pour la modulation NRZ et au quart de bit pour les modulations RZ et biphase.

Le convertisseur de code permet de sortir un message parfaitement synchrone de l'horloge en modulation NRZ C, quel que soit le type de modulation de signal à l'entrée.

3.2.4. *Performances*

Le taux d'erreur en fonction du rapport signal/bruit est, à 1 dB près, celui de la courbe théorique représentée sur la figure 3.

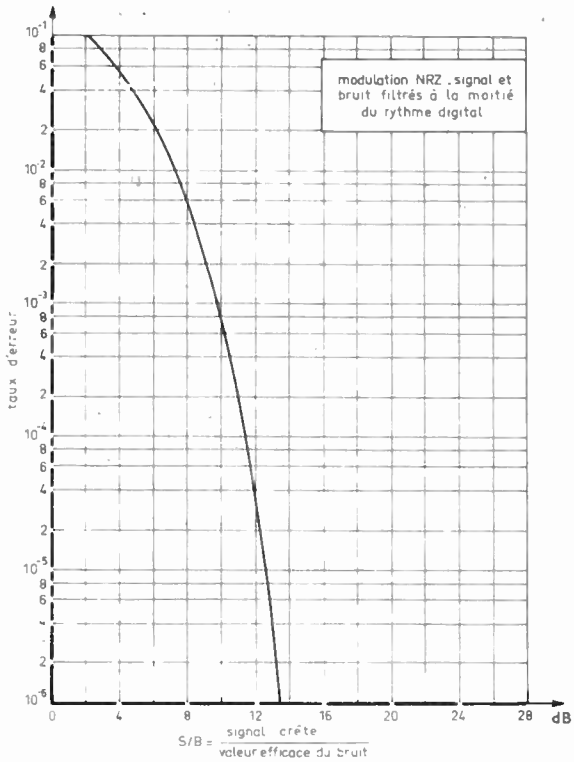


FIG. 3. — Taux d'erreur en fonction du rapport signal/bruit.

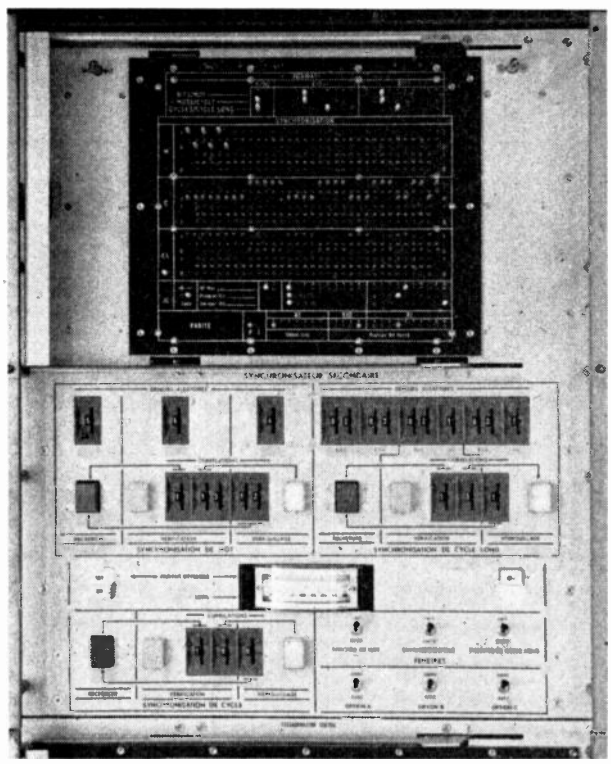


FIG. 4. — Synchronisateur secondaire — Vue face avant.

3.3. LE SYNCHRONISATEUR SECONDAIRE (fig 4)

Recevant du synchronisateur primaire le message série remis en forme et le rythme numérique, le synchronisateur secondaire doit accomplir les fonctions essentielles suivantes :

— assurer l'acquisition de la synchronisation de

format par détection de code déterminant les origines dans le temps des mots, des cycles et des cycles longs.

— élaborer les adresses des différents mots et les présenter séquentiellement sous forme parallèle en coïncidence avec chaque mot.

Aux deux fonctions essentielles énoncées ci-dessus correspondent deux groupes de circuits principaux (fig 5).

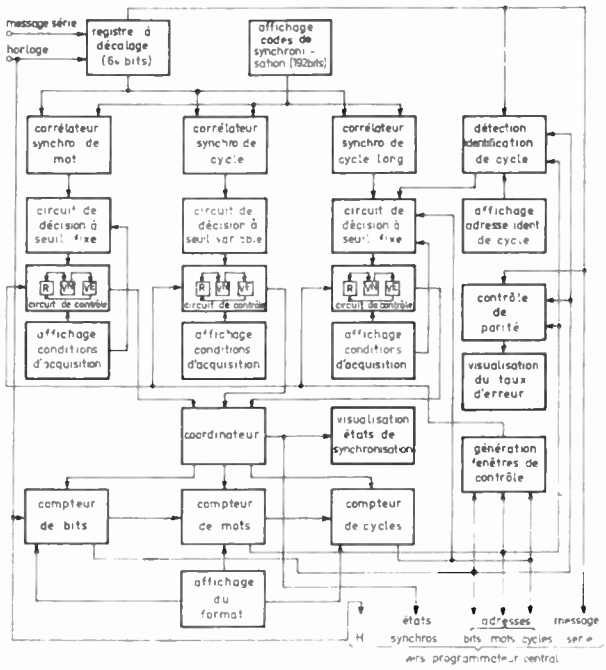


FIG. 5. — Bloc diagramme du synchronisateur secondaire.

3.3.1. *Circuits de synchronisation de format*

Les trois sous-ensembles correspondant aux synchronisations de mot, de cycle et de cycle long par mot codé ont une organisation et un fonctionnement sensiblement analogues. Le message série issu du synchronisateur primaire est emmagasiné dans un registre à décalage commun aux trois sous-ensembles et d'une capacité égale à la longueur maximale des codes pseudo-aléatoires de synchronisation, soit 64 bits. Trois corrélateurs effectuent la comparaison entre le contenu de ce registre et les codes affichés et délivrent des tensions proportionnelles au nombre de bits différenciant les signaux binaires. Les sorties des corrélateurs sont comparées, dans des « circuits de décision », à des seuils fixes n_F pour les synchronisations de mot et de cycle long ou un seuil variable n_V auto-adaptatif (voir l'annexe) pour la synchronisation de cycle. Les circuits de décision émettent, vers les circuits de contrôle, un signal « code de synchronisation probable » lorsque la tension issue d'un corrélateur est inférieure au seuil n correspondant.

Les circuits de contrôle, partant des informations délivrées par les circuits de décision et des conditions d'acquisition affichées, gèrent les différentes phases d'acquisition suivant un processus qui diffère selon le type de synchronisation considéré.

On décrit dans les paragraphes suivants la logique des circuits de synchronisation, schématisée figure 6.

- Synchronisation de mot :

— Phase « Recherche » : cette phase dure jusqu'à l'apparition du premier signal « code de synchronisation de mot probable » qui provoque la synchronisation du compteur définissant les mots et le passage à la phase suivante.

— Phase « vérification » : la sortie des circuits de décision est échantillonnée en phase avec l'emplacement théorique des codes de synchronisation. L'absence de code probable à l'intérieur d'une fenêtre d'échantillonnage est considérée comme une « infirmation ».

Si a_2 infirmations consécutives se produisent au cours de l'analyse de M_2 mots, le retour en « recherche » est provoqué ; si cette condition n'est pas vérifiée, la synchronisation de mot est verrouillée.

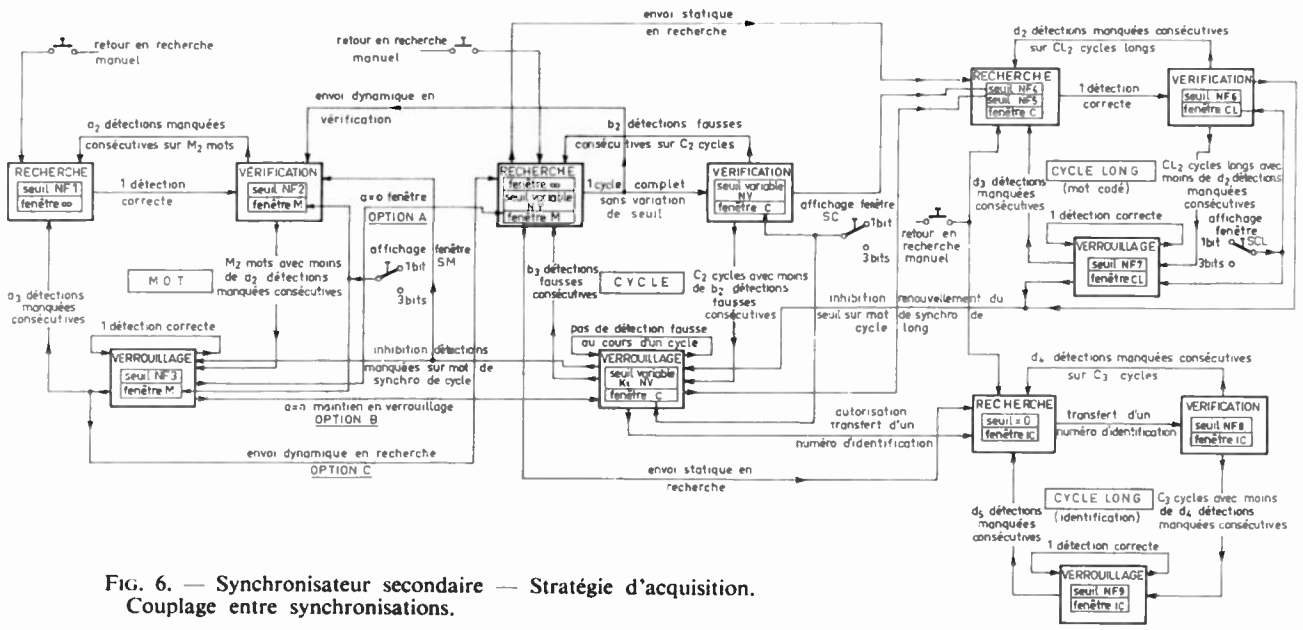


FIG. 6. — Synchronisateur secondaire — Stratégie d'acquisition. Couplage entre synchronisations.

— Phase « verrouillage » : un contrôle permanent du verrouillage est assuré. Comme en vérification, l'absence de code probable à l'emplacement théorique des codes de synchronisation est comptée comme une « infirmation ». Si a_3 infirmations consécutives se produisent, le retour en recherche est provoqué et le processus complet recommence.

• Synchronisation de cycle

— Phase « Recherche » : chaque signal « Code de synchronisation de cycle probable » provoque une remise en phase du compteur définissant les cycles ; ce processus continue jusqu'au moment où le compteur a effectué un cycle complet, ce qui provoque le passage à la phase suivante. Parallèlement, chaque signal « code de synchronisation probable » modifie le seuil n_V utilisé, le nouveau seuil adopté étant égal au nombre de bits d'erreur attaché au code ayant provoqué la réactualisation de n_V.

— Phase « Vérification » : la sortie du circuit de décision est échantillonnée en phase avec l'emplacement théorique des codes de synchronisation. Chaque échantillonnage est considéré comme une « confirmation » et provoque un renouvellement du seuil n_V dans les mêmes conditions que celles énoncées précédemment.

Une détection de « code probable » en dehors des périodes d'échantillonnage est considérée comme une « infirmation » ; toutefois une seule infirmation est comptée, même si plusieurs codes probables apparaissent entre deux échantillonnages successifs.

Si b_2 infirmations consécutives se produisent au cours de l'analyse de C_2 cycles, le retour en « recherche » est provoqué ; si cette condition n'est pas vérifiée la synchronisation de cycle est verrouillée.

— Phase « Verrouillage » : un contrôle permanent du verrouillage est réalisé. La sortie du circuit de décision est échantillonnée et la valeur de n_V renouvelée dans les mêmes conditions qu'en phase vérification.

Toutefois, en dehors de la « fenêtre » d'échantillonnage, le seuil n_V prend la valeur $K_1\, n_V$ avec $K_1 \simeq 0{,}5$. On défavorise ainsi la détection d'infirmations et le maintien en verrouillage est très sensiblement amélioré ainsi que le montrent les résultats expérimentaux consignés en annexe.

Si b_3 infirmations consécutives se produisent, le retour en recherche est décidé et le processus complet recommence.

Durant les phases « vérification » et « verrouillage » la sortie des circuits de décision est échantillonnée en phase avec l'emplacement théorique des codes de synchronisation. La durée de l'échantillonnage peut être accrue d'un certain nombre d'intervalles de bits (fenêtre) encadrant la position idéale. Une remise en phase des compteurs définissant les mots et les cycles est faite à chaque fois que le code probable relatif à la synchronisation de cycle se produit dans la fenêtre mais hors de la position théorique idéale. Cette disposition permet de se prémunir d'une façon efficace contre les effets, sur la synchronisation, des glissements de phase de l'horloge assez fréquents dans le cas d'un rapport signal/bruit faible.

• Synchronisation de cycle long par mot codé

La synchronisation de cycle long est maintenue en « recherche » aussi longtemps que la synchronisation de cycle n'a pas atteint la phase vérification.

La logique de l'opération ressemble à la synchronisation de mot et est expliquée par la figure 6.

• Synchronisation de cycle long par code d'identification

Trois phases sont également prévues avec ce type de synchronisation. La recherche commence après l'acquisition de la synchronisation de cycle qui permet d'isoler la syllabe d'identification de cycle. Le numéro d'ordre contenu dans cette syllabe est alors transféré dans le compteur définissant l'adresse des cycles ; une corrélation est ensuite effectuée entre les états successifs de ce compteur et les syllabes d'identification de cycle. La sortie du corrélateur est traitée par un circuit de décision qui délivre un signal « code de synchronisation probable » quand l'erreur est inférieure ou égale à un seuil fixe affiché. L'exploitation des signaux émis par ce circuit de décision est faite, au cours des phases « vérification » et « verrouillage », d'une manière analogue à celle de la synchronisation de cycle long par mot codé.

3.3.2. *Circuits d'élaboration des signaux d'adresse des mots*

Ces circuits comportent essentiellement trois compteurs programmables dont les cycles sont déterminés par le format à traiter. Le « compteur de bits » avance au rythme de l'horloge et définit la longueur des mots ; le « compteur de mots » avance au rythme des mots et définit la longueur des cycles, le « compteur de cycles » avance au rythme des cycles et définit la longueur des cycles longs. La mise en phase de ces compteurs est assurée par les circuits de synchronisation décrits plus haut.

3.4. Le programmateur central (fig. 7)

Le programmateur central reçoit les signaux d'adresse élaborés par le synchronisateur secondaire ainsi que le message série et l'horloge. Par un décodage approprié de l'adresse, il définit les signaux autorisant le transfert dans les organes périphériques des syllabes appartenant à une même voie de télémesure ; il effectue en outre la conversion série-parallèle de l'information correspondant aux syllabes programmées. 64 voies de télémesure peuvent être traitées simultanément.

L'organisation du programmateur central est représentée sur la figure 8.

Un « générateur de syllabes » élabore des signaux de porte synchrones de 7 types de syllabes définies, sur une matrice de programmation, par leurs bits d'extrémités. Ces signaux, ainsi que les adresses des mots et des cycles et les états de synchronisation, sont distribués sur les colonnes d'un panneau de programmation dont chaque ligne est affectée à une voie de télémesure. Sur chacune de ces lignes, l'insertion de fiches permet d'établir des liaisons entre certaines colonnes de la matrice et les entrées du générateur

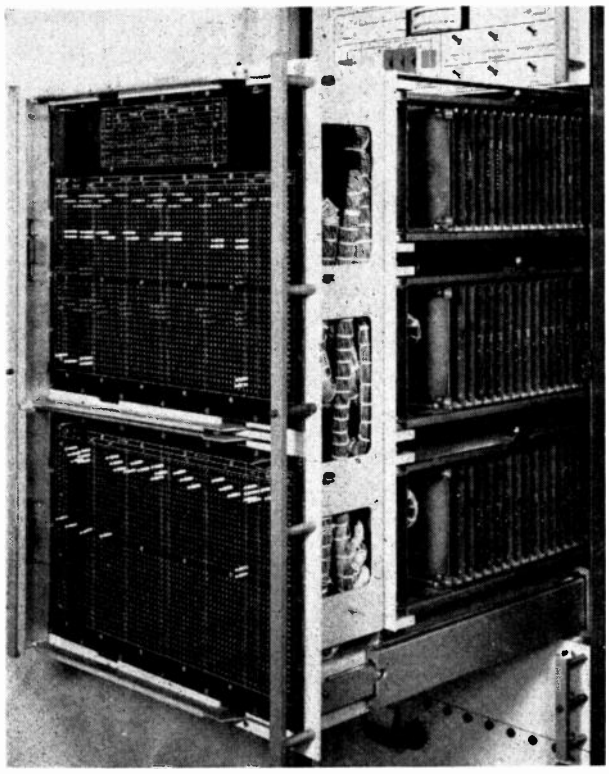


FIG. 7. — Programmateur central — Vue 3/4 droite.

de signaux de prélèvement associé ; ce générateur élabore, à l'aide de circuits de coïncidence et d'un compteur binaire dont le cycle est défini par le rapport de commutation programmé, les signaux de prélèvement de la syllabe choisie et une indication précisant s'il y a lieu ou non d'effectuer le retournement des bits d'information considérés. 64 générateurs de signaux de prélèvement sont évidemment

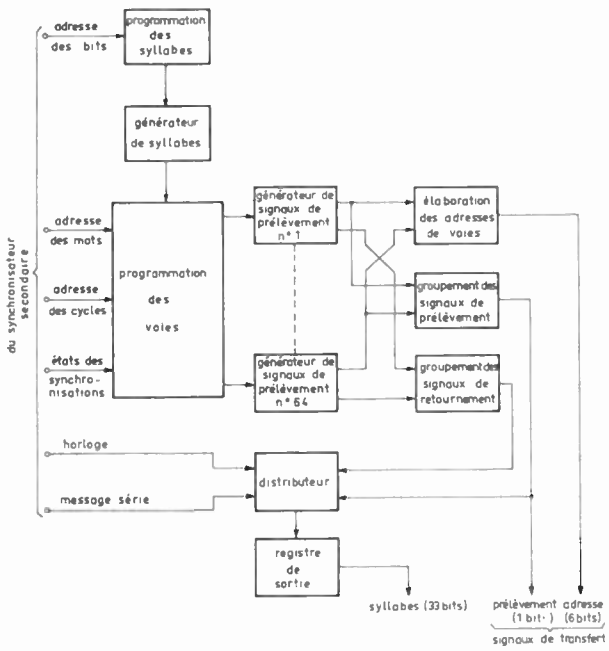


FIG. 8. — Bloc diagramme du programmateur central.

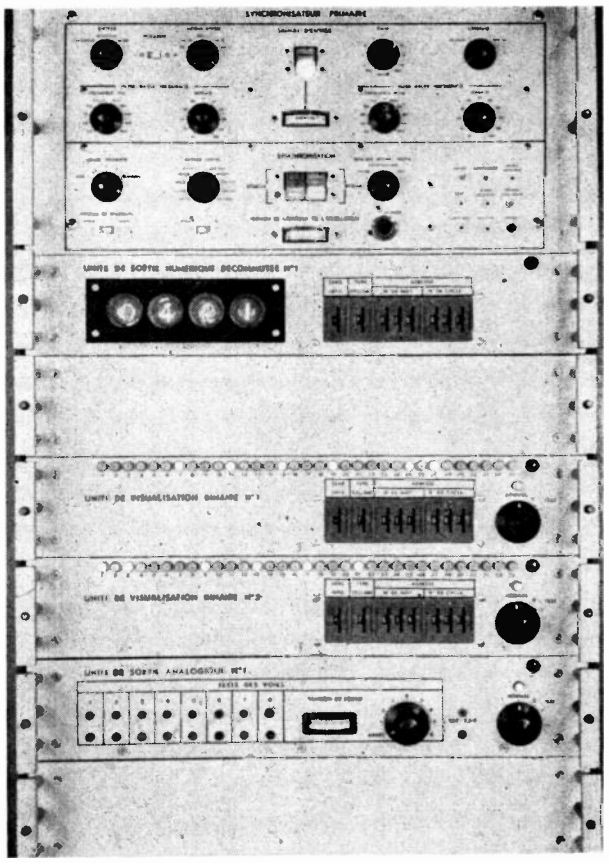


FIG. 9. — Synchronisateur primaire et unités de sortie. Vue face avant.

nécessaires pour atteindre la capacité de décommutation imposée de 64 voies ; leurs sorties respectives sont groupées et traitées pour constituer, sous la forme de 6 bits d'adresse et d'un bit de prélèvement, les signaux de transfert distribués aux unités périphériques.

La conversion série-parallèle des informations contenues dans les syllabes programmées est assurée par un registre de 33 bits ; le remplissage de ce registre est effectué à l'aide d'un distributeur qui permet le retournement éventuel des bits d'information, sans perte de temps.

3.5. LES ÉQUIPEMENTS DE VISUALISATION

Ces équipements sont classiques et seront décrits brièvement. Ils comprennent :

Unités de visualisation binaire

Cet équipement permet la visualisation binaire de syllabes dont la longueur peut atteindre 33 bits. L'adresse de la voie décommutée est affichée en décimal à l'aide de commutateurs situés sur la face avant du tiroir (fig. 9) ; le renouvellement de l'information a lieu une fois par cycle long.

Unité de sortie numérique décommutée

Cette unité assure la conversion et la visualisation sous forme décimale des 10 bits de plus fort poids

de syllabes dont l'adresse est affichée sur la face avant du tiroir (fig. 9). La conversion binaire-décimal est effectuée en un temps inférieur à 1 ms ; la visualisation est faite par 4 tubes type « Nixie ». Le renouvellement de l'information a lieu une fois par cycle long.

Unité de sortie analogique

Cet équipement assure la conversion sous forme analogique des 8 bits de plus fort poids de la syllabe décommutée. Le temps de conversion est inférieur à 1 μs pour une variation de la tension de sortie égale à l'échelle totale (5 V) ; la précision globale obtenue est de $\pm 0{,}25$ % de la tension pleine échelle.

Le tiroir comporte 8 convertisseurs qui sont affectés à huit voies du programmateur central.

La sortie de chaque convertisseur est protégée contre les courts-circuits et peut débiter jusqu'à 100 mA. Un voltmètre, visible sur la face avant du tiroir (fig. 9), permet de contrôler successivement les huit sorties décommutées.

3.6. L'unité de sortie parallèle

Le but de cet équipement est de convertir sous forme parallèle le message série régénéré par le synchronisateur primaire. La conversion s'effectue à l'aide d'un registre à décalage à 14 bascules dont le contenu est transféré périodiquement dans un registre tampon. Les 14 sorties parallèles auxquelles on associe un bit de parité et le signal de transfert qui constitue le signal d'horloge sont distribués vers un enregistreur magnétique à 16 pistes.

3.7. L'unité d'entrée parallèle

Cette unité est destinée à l'exploitation des bandes enregistrées à l'aide de l'équipement précédemment décrit. Elle est constituée essentiellement d'un registre à décalage à 14 bascules à accès parallèle et lecture série. Le registre est chargé par les 14 pistes d'information de l'enregistreur, lues à mi-bit par les transitions de l'horloge enregistrée. Le transfert série vers le synchronisateur secondaire est effectué à la cadence de 1,1 MHz. Une vérification de parité permet de contrôler la qualité de l'enregistrement et de la conversion.

3.8. L'unité de sortie numérique

Cette unité comprend un registre tampon qui distribue vers le calculateur numérique assurant le dépouillement :

— l'information décommutée par le programmateur central et alignée sur le bit de plus faible poids (27 lignes).
— l'adresse des voies décommutées (6 lignes).
— un bit de validation.

3.9. Le simulateur (fig. 10).

Le simulateur élabore un message série dont les caractéristiques sont comparables à celles des messages

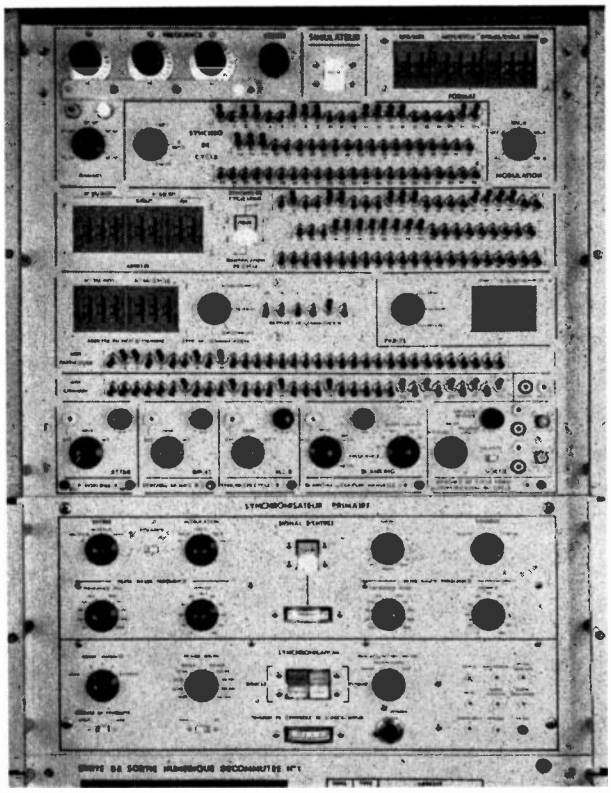


Fig. 10. — Simulateur et synchronisateur primaire. Vus face avant.

réellement traités. Cet appareil est indispensable pour effectuer la maintenance du décommutateur car il permet de vérifier le bon fonctionnement des différents sous-ensembles de décommutation dans des conditions très proches de l'exploitation réelle.

Le rythme numérique est déterminé par une horloge stable et précise : ce rythme peut être modulé par des signaux perturbateurs internes ou externes au simulateur. Trois compteurs (de bits, de mots et de cycles) assurent le multiplexage et la conversion parallèle-série d'un certain nombre de mots (ou syllabes) dont la composition est affichable par interrupteurs. Ce sont :

— la synchronisation de mot,
— la synchronisation de cycle,
— la synchronisation de cycle long,
— un mot « particulier » adressable,
— un mot « commun » qui comble les vides du message.

Différentes perturbations peuvent être introduites sur le signal PCM pour simuler les anomalies rencontrées réellement :

— coupure de message (« blanking ») simulant un fading dans la liaison,
— variation de la composante moyenne du signal,
— addition de bruit blanc,
— modulation en fréquence du rythme numérique.

4. Organes périphériques associés au décommutateur

4.1. Système d'acquisition de l'information PCM par calculateur CAE type 10020

Le traitement de l'information brute issue du décommutateur PCM constitue un nouveau maillon dans le dépouillement des télémesures.

Jusque-là, l'utilisation de télémesures analogiques nécessitait la numérisation des informations ; ceci avait justifié en 1963 la mise en place du « numériseur 3000 » fabriqué par le Laboratoire Central de l'Armement associé à un produit câblé, l'« IBM 3912 » permettant le rangement de l'information numérisée sur bande magnétique numérique. Cet ensemble est actuellement au Centre d'Essais des Landes. L'évolution actuelle des calculateurs, tant en performances qu'en prix de revient, nous a fait préférer l'utilisation d'une logique programmée à une logique câblée pour l'acquisition des télémesures PCM.

Rôle du système

— Ranger sur bande magnétique numérique dans un format assimilable par le centre de dépouillement du champ de tir, les informations disponibles à la sortie numérique arythmique du décommutateur PCM.

— Dater ces informations par prélèvement du temps sur un translateur de base de temps et le ranger sur la même bande magnétique.

Utilisation du calculateur CAE 10020 dans la chaîne de mesure

L'utilisation du calculateur est prévue essentiellement en temps différé car, d'une part, les moyens d'enregistrement magnétiques dont dispose la station de réception sont suffisamment puissants, soit en enregistrement prédétection, soit en enregistrement PCM série après le synchronisateur primaire et, d'autre part, le prédépouillement analogique des mesures brutes permet d'optimaliser la chaîne de réception et de décommutation.

Le calculateur pourra alors acquérir et ranger à partir de ces enregistrements des données de qualité et les mettre sous une forme telle que le temps d'occupation du centre de dépouillement soit aussi réduit que possible.

Une utilisation en temps réel est envisagée pour obtenir, par dépouillement d'un nombre limité de paramètres au cours d'un tir, des renseignements concernant la trajectoire de l'engin pour la sécurité ou les corrections de guidage.

Mais il n'est pas dans la vocation de ce système de se substituer au centre de dépouillement. Les mesures brutes issues du 10020 auront à subir les différentes corrections (étalonnages, lissages) jusqu'à l'obtention de la grandeur physique initiale.

Dans le cadre du champ de tir des Landes, il est prévu un équipement unique qui traitera toutes les bandes magnétiques analogiques issues des stations principales et périphériques du champ de tir. Son installation se fera dans l'enceinte de la station principale.

4.2. Calculateur Logabax 3200

Le dépouillement complet de l'ensemble des paramètres retransmis lors d'un tir ne peut se faire que dans un centre spécialisé disposant de moyens de traitements importants et seulement en temps différé. Il est cependant nécessaire, après chaque tir et au niveau de chaque station, d'effectuer le dépouillement rapide d'un nombre de paramètres restreints (« quick look »). Dans ce but, on a jugé intéressant de compléter les moyens de visualisation du décommutateur (visualisations binaire, décimale et analogique) par un système de traitement rudimentaire et suffisamment bon marché pour pouvoir être implanté dans chaque station. Dans un but de simplification, le traitement ne porte que sur un paramètre à la fois, ce paramètre étant sélectable au niveau de l'unité de visualisation décimale (où, rappelons-le, la décommutation n'est faite qu'une fois par cycle long).

Le système se compose :

a) D'un calculateur numérique Logabax 3200, conçu à l'origine comme petit calculateur de gestion, mais qui s'est révélé bien adapté à cet usage particulier.

• Ses caractéristiques sommaires sont les suivantes :

Calculateur à programme câblé permettant de dérouler une séquence de 2 600 instructions consécutives ;

Format de l'instruction : 16 bits ;

Effectue les quatre opérations algébriques ; possède la décision logique (gamme de 25 instructions à simple adresse) ;

Possède une mémoire magnétique de 32 registres, chaque enregistrement ayant 15 chiffres + signe ;

Organe d'entrée : clavier numérique ou bande perforée ;

Organe de sortie : IBM 73, bande perforée, bande magnétique.

b) D'un système d'impressions des résultats constitué d'une machine à écrire à boule IBM 73.

c) D'un décodeur temps.

Deux types de traitement ont été prévus sur le matériel prototype ; d'autres modes de traitement pouvant être imaginés en fonction de besoins opérationnels particuliers.

Premier type de traitement :

— calcul de la valeur moyenne d'un groupe de n paramètres,

— correction d'étalonnage du paramètre,

— impression du résultat avec possibilité d'inhiber l'impression si la valeur absolue de la différence entre le résultat et le précédent est inférieure à un seuil préalablement choisi,

— impression de l'heure d'arrivée du premier paramètre,

Deuxième type de traitement :

— sélection du paramètre parmi n dont la différence en valeur absolue avec le précédent inscrit est la plus grande,

— correction d'étalonnage, impression du résultat et de l'heure d'arrivée du paramètre sélecté, comme précédemment.

ANNEXE
SYNCHRONISATEUR A SEUIL VARIABLE

Organisation

Les circuits de décision à seuil fixe associés aux synchronisations de mot et de cycle long ont une structure classique. Un dispositif à seuil variable auto-adoptatif (objet d'un brevet CSF) a été, comme nous l'avons vu, adopté pour la synchronisation de cycle. Les raisons de ce choix résident, d'une part, dans l'importance fondamentale de la synchronisation de cycle dans la décommutation et, d'autre part, dans les propriétés remarquables du seuil variable dont l'essentiel est exposé ci-dessous. La figure A1 représente le bloc diagramme du circuit de décision à seuil variable dont le fonctionnement est explicité ci-après :

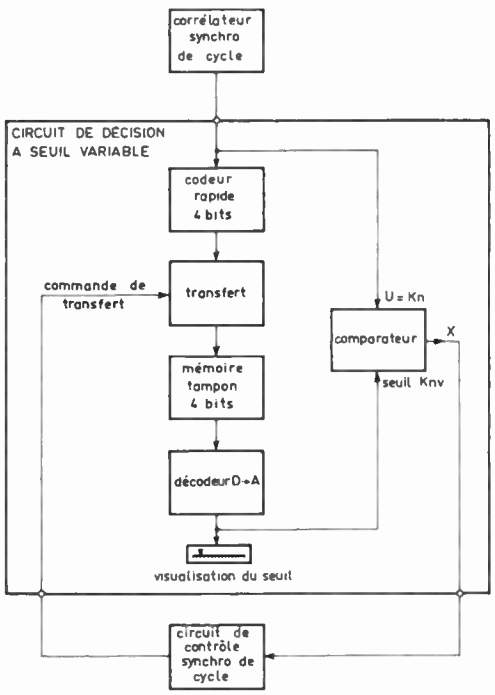


FIG. A1. — Synchronisateur secondaire, organisation de circuit de décision à seuil variable.

Le corrélateur de synchronisation de cycle délivre une tension $U = Kn$ proportionnelle au nombre de bits n différenciant le code affiché et le message défilant dans le registre d'entrée. Cette tension U dont la valeur change à chaque bit est codée en binaire naturel par un codeur rapide à 4 bits. Le résultat du codage est transféré, dans des conditions précisées plus loin, dans un registre tampon. Ce registre garde en mémoire un niveau d'erreur n_V qui est utilisé en tant que seuil de décision permettant de définir le signal « code de synchronisation probable » X. X est une variable binaire qui prend la valeur 0 si $n \geqslant n_V$ et 1 si $n < n_V$.

X est transmis au circuit de contrôle qui, en retour, émet les signaux de transfert qui commandent le renouvellement du contenu du registre-tampon.

Le fonctionnement de l'ensemble diffère selon la phase dans laquelle se trouve la synchronisation :

— en phase recherche : l'apparition du signal $X = 1$ provoque la mise à zéro du compteur de bits et de mots et une commande de transfert actualisant le seuil n_V.

— en phase vérification : cette phase commence quand le compteur de mot a effectué un premier cycle complet. Le renouvellement de n_V a alors lieu uniquement aux instants correspondant aux emplacements théoriques du code de sycnhronisation. Une « infirmation » correspond à un signal $X = 1$ entre deux renouvellements du seuil.

— en phase verrouillage : le fonctionnement est le même qu'en vérification ; toutefois en dehors de la « fenêtre » d'échantillonnage, le seuil n_V est réduit dans le but d'améliorer le maintien en verrouillage.

Performances

Une étude expérimentale portant sur la comparaison entre les performances des synchronisateurs de cycles à seuils fixe et variable, a été faite avec le matériel décrit dans cet article. Les résultats obtenus, qui confirment les études théoriques faites par ailleurs, sont exposés ci-dessous.

Dans l'évaluation des performances d'un synchronisateur de cycles, il y a deux considérations générales qui sont :

1) la capacité du synchronisateur de détecter le vrai code de synchronisation et d'avancer rapidement en verrouillage sur ce code ;

2) Le maintien en verrouillage du synchronisateur sur le vrai code.

En ce qui concerne le point 1), les résultats obtenus sont donnés figure A2 à A5. Tous les tests ont été faits pour le format suivant :

Longueur de cycle, $N = 320$ bits

Longueur du code de synchronisation $n = 16$ bits

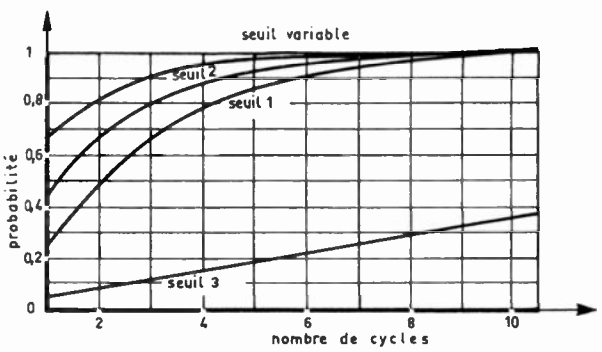


FIG. A2. — Probabilité de détection initiale.

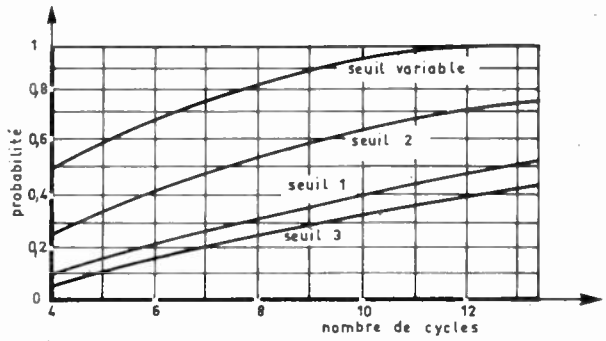


FIG. A3. — Probabilité d'avance en verrouillage avec trois vérifications.

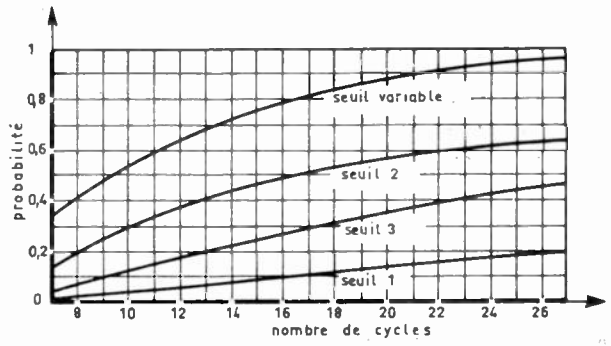


FIG. A4. — Probabilité d'avance en verrouillage avec six vérifications

Des tests additionnels seront faits pour d'autres formats, mais il faut s'attendre à ce que le synchronisateur à seuil variable conserve sa supériorité.

Les tests ont été faits avec un niveau de bruit qui donne un taux d'erreurs de 0,1.

Pour les taux d'erreurs plus faibles, il est évident que les performances de tout système s'améliorent, cependant il faut s'attendre à ce que le synchronisateur à seuil variable maintienne sa supériorité quel que soit le taux d'erreurs.

La figure A1 montre la probabilité cumulative de faire la détection initiale en fonction du nombre des cycles du message qui défilent. Pour un système à seuil fixe, trois courbes sont tracées, correspondant à des seuils de 1, 2 et 3 erreurs permises dans la corrélation du code de synchronisation. Il est intéressant de noter que la courbe pour un seuil égal à 3 erreurs est la plus basse. Ceci est dû au fait que ce seuil, relativement faible, permet un grand nombre de fausses détections sur les bits d'information, ce qui diminue la vitesse avec laquelle on fait une vraie détection.

Les figures A3, A4 et A5 montrent la probabilité cumulative de l'avance en verrouillage en fonction du nombre des cycles du message qui défilent. Ces courbes sont données pour les stratégies suivantes pour l'avance en verrouillage :

— une détection initiale suivie par trois vérifications consécutives,

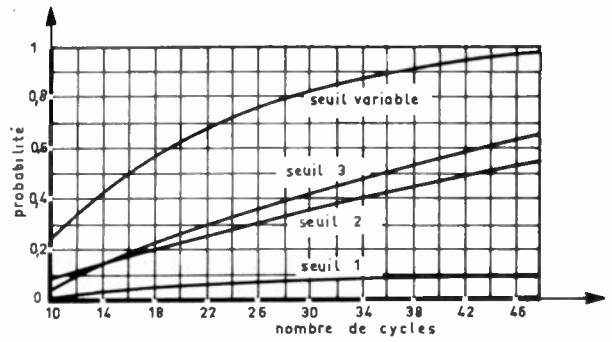


FIG. A5. — Probabilité d'avance en verrouillage avec neuf vérifications.

— une détection initiale suivie par six vérifications consécutives,

— une détection initiale suivie par neuf vérifications consécutives.

Il est à noter que la divergence entre les performances du synchronisateur à seuil variable et celui à seuil fixe s'accroît quand on augmente le nombre de vérifications. Il est aussi intéressant de voir que le meilleur seuil pour le synchronisateur à seuil fixe change avec le nombre de vérifications. Pour neuf vérifications, en considérant uniquement les courbes à seuil fixe, un seuil qui autorise trois erreurs donne les meilleurs résultats, alors que cette valeur de seuil était la plus mauvaise dans le cas de trois vérifications. Ceci s'explique par la fait que le synchronisateur à seuil 3, plus lent à trouver le vrai code à cause du plus grand nombre de détections fausses, ne perd que rarement le code trouvé.

Aux seuils 1 ou 2 par contre, le code peut être perdu plus facilement en présence de bruit. On voit ici pourquoi il serait souhaitable que la valeur du

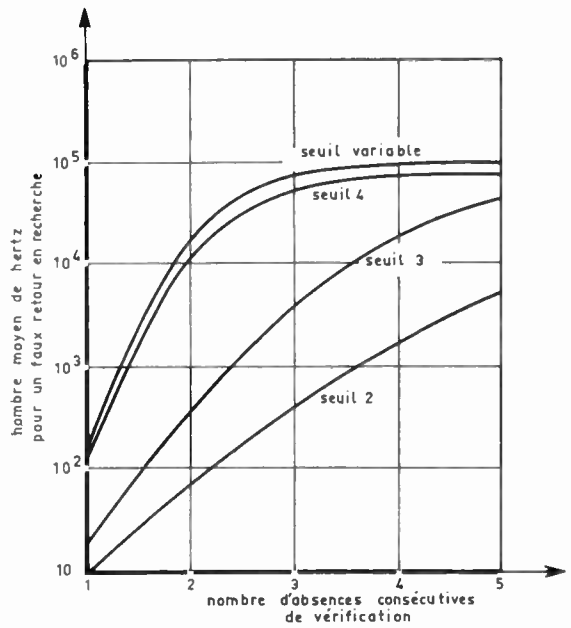


FIG. A6. — Maintien en verrouillage.

seuil, dans un synchronisateur à seuil fixe, soit ajustée de façon très précise, en fonction du taux d'erreurs.

La figure A6 montre le maintien en verrouillage des synchronisateurs à seuils fixe et variable. Théoriquement les courbes devraient conserver leur pente initiale au lieu de se limiter au voisinage de 10^5 cycles. On pense que cette limitation est due à un glissement de l'horloge reconstituée par le synchronisateur primaire qui provoque le retour en recherche.

Les tests précédents ont été réalisés en utilisant une « fenêtre » dont la largeur était limitée à 1 bit (afin de simplifier les montages nécessaires à la mise en œuvre du seuil fixe). Des essais sur le maintien en verrouillage en fonction de la largeur de la fenêtre n'ont pas été effectués, mais nous pouvons prévoir également dans ce domaine une supériorité très nette du seuil variable sur le seuil fixe.

En effet, à l'intérieur de la fenêtre, le synchronisateur à seuil variable a la possibilité de déterminer avec précision la corrélation à erreur minimale, c'est-à-dire l'emplacement le plus probable du code de synchronisation et ceci en présence d'un bruit important et d'une fenêtre très large ; dans ces conditions, la remise en phase peut donc avoir lieu avec le maximum de sécurité.

Dans le cas d'un synchronisateur à seuil fixe, la situation est beaucoup moins favorable ; la remise en phase ne peut en effet être réalisée que sur la première corrélation jugée bonne, se présentant à l'intérieur de la fenêtre, ce qui exige l'adoption d'un seuil très bas si l'on ne veut pas courir le risque d'une remise en phase intempestive (d'autant plus probable que le taux d'erreur est important et la fenêtre large). Comme, d'autre part, le maintien en verrouillage impose l'utilisation d'un seuil relativement élevé, on se trouve placé, dans le cas du seuil fixe, entre deux conditions contradictoires qui entraînent obligatoirement l'adoption d'un compromis défavorable.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

Le Département « Fréquences » du Centre National d'Etudes des Télécommunications, 196, rue de Paris, 92-Bagneux, nous fait savoir que, par suite d'incidents techniques sur l'installation Cs2, il n'y aura pas encore ce mois-ci de TABLEAU DES MESURES JOURNALIÈRES DES PHASES DES EMETTEURS DE FRÉQUENCE ETALON.

PUBLICATIONS TECHNIQUES

PUBLICATIONS DU CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE

Dans la liste des conférences publiées par le Centre de Perfectionnement Technique, 80, route de Saint-Cloud, 92-Rueil-Malmaison à la suite des diverses journées qu'il a organisées, nous relevons :

JOURNÉES D'ÉTUDE DE L'AUTOMATISME DANS LES INDUSTRIES CHIMIQUE ET PÉTROLIÈRE
Marseille 22, 23 et 24 avril 1964
et Rouen 1er, 2 et 3 juin 1966

JOURNÉES D'ÉTUDE DE L'AUTOMATIQUE DANS LA RECHERCHE ET L'INDUSTRIE NUCLÉAIRES (*)
Grenoble, les 29, 30 septembre et 1er octobre 1965

JOURNÉES SPATIALES DE BORDEAUX
7, 8 et 9 juin 1967

OUVRAGE RÉCOMPENSÉ A VENISE

L'ouvrage « LA TÉLÉVISION EN COULEUR », de la collection « Techniques électroniques », publié par les éditions Sofradel et Masson et Cie sous la direction de M. Ponte et P. Grivet et auquel ont collaboré MM. R. Cahen, D.R. Charles, R. Chaste et J. Fagot de la C.S.F. ; P. Cassagne, F. Lambert et G. Melchior de la C.F.T. ; J.S. Samson d'A.B.C. Television (Londres) vient de recevoir une plaque « Lion de Saint Marc » pour la section « Théorie et technique de la télévision » à la XIIe Exposition Internationale du Livre et du Périodique Cinématographique et de Télévision qui s'est tenue à Venise en septembre 1967.

(*) Les journées de Grenoble sont disponibles à la Revue Automatismes, chez Dunod, 92, rue Bonaparte.

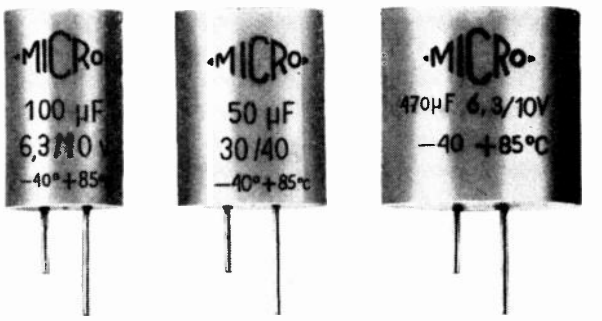
NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

NOUVELLE SÉRIE DE CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES

Dans ses productions de condensateurs électrolytiques professionnels, MICRO vient d'introduire un nouveau type de condensateurs pour circuits imprimés, tant en modèles polarisés que non polarisés.

Cette nouvelle gamme (PCT-C1-CO12) se caractérise par une hauteur uniforme de 18 mm, trois diamètres standardisés 11, 14 et 18 mm, des sorties radiales par fils à écartement constant de 5,1 mm, son insensibilité aux chocs et aux vibrations, l'absence de couple métallique extérieur et sa tenue exceptionnelle à la corrosion en milieu humide, même sous tension.

Ces condensateurs sont particulièrement indiqués pour des équipements professionnels, industriels et militaires.



CONDENSATEURS CHIMIQUES DE FORTE CAPACITÉ

Le développement de l'informatique demande aux calculateurs et imprimantes des fonctionnements à des vitesses sans cesse croissantes, aussi est-il nécessaire, pour alimenter ces machines, d'étudier des alimentations pouvant fournir, en régime impulsionnel, des énergies très importantes en des temps relativement courts.

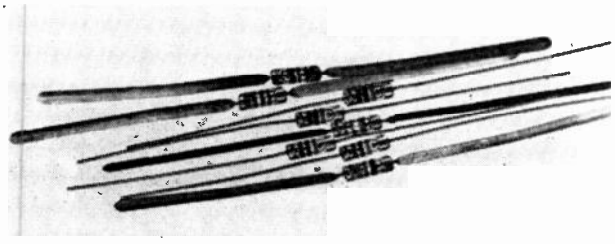
Pour répondre à ces besoins, SPRAGUE a développé plus particulièrement deux gammes de condensateurs chimiques utilisables dans les séries climatiques, 654 (—20 + 85 °C) en version 36D et 554 (—40 + 85 °C) en version 32D, qui permettent de réaliser, sous de faibles volumes, des batteries de condensateurs à partir d'éléments tels que 160 000 μF 10 V, pouvant admettre 14 A en régime permanent à 100 Hz et à 85 °C.

Ces éléments fabriqués à l'usine CREAS de Milan, sont donnés avec des niveaux de fiabilité inférieurs à 0,35 % par 1 000 heures à tension nominale et à température de fonctionnement maximale, avec un taux de confiance de 60 %.

EUROPELEC est le distributeur des produits SPRAGUE pour la France.

NOUVELLE SÉRIE DE DIODES A POINTE « PICO-MIN »

Microwave Associates ont développé une série complète de diodes à pointe microminiatures pour les bandes S et X. Elles sont destinées aux applications de mélangeurs et de détecteurs dans les circuits triplaques et coaxiaux.



Ces diodes sont encapsulées dans un verre à faible niveau parasitaire.

Une technique de fusion très particulière est utilisée pour obtenir une très faible capacité de jonction. Le facteur de bruit et la sensibilité tangentielle en sont nettement améliorés. A titre d'exemple, la mélangeuse pour bande S, type MA4811D présente un niveau de bruit de 5,5 dB à la fréquence de mesure de 3060 MHz.

NOUVELLE DIODE F.E.T. A COURANT CONSTANT

Une nouvelle série de diodes régulatrices de courant à effet de champs, en boîtier verre hermétiquement scellé, vient d'être mise au point par MOTOROLA, elle couvre la gamme de 0,22 à 4,7 mA et comprend 32 modèles.

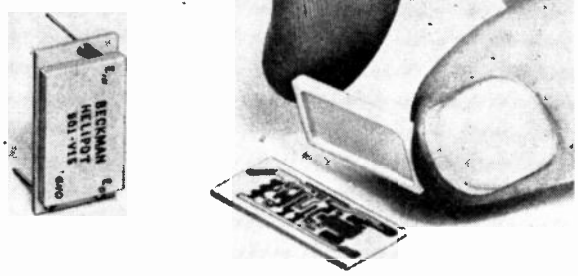
Ces diodes régulatrices permettent d'avoir des sources de courant constant très utiles dans les circuits amplificateurs différentiels, dans les générateurs de dents de scie, dans les dispositifs de polarisation de transistors, ou bien, comme charge active à haute impédance pour les amplificateurs à gain de tension élevé. Dans les circuits de tension de référence, ces régulateurs peuvent fournir une diode Zener compensée en température et à courant constant pour limiter les variations de tension Zener, entraînées par les variations de courant importantes dans un circuit non régulé.

Ces diodes régulatrices permettent de simplifier certains circuits. C'est ainsi qu'un générateur de signaux en dents de scie, avec sortie linéaire, peut être réduit à un circuit où le régulateur de courant est constitué par une diode à quatre couches.

Les caractéristiques du courant de cet élément admettent une tolérance de ± 10 %, une tension de fonctionnement de pointe atteignant 100 V, une dissipation de puissance de 600 mW et une plage de température de fonctionnement s'étendant de —55 à +200 °C. L'impédance dynamique minimale du modèle 1N 5283 (modèle 0,22 mA) est de 25 mégohms pour une tension d'essai de 25 V ; elle est de 0,235 mégohm pour le modèle 1N 5314 (modèle 4,70 mA).

NOUVEAUX RÉGULATEURS DE TENSION COURANT CONTINU

Une série complète de régulateurs de tension continue en micro-circuit vient d'être mise sur le marché par BECKMAN Instruments Inc., Division HELIPOT, représentée en France par MEGEX, 105, quai Branly, Paris-15e.



Cette série 800, compatible (mécaniquement et électriquement) avec les circuits intégrés, est un choix idéal pour les applications dans les circuits analogiques et numériques.

Ces régulateurs sont des circuits hybrides à couche épaisse de « Cermet », résultat de 12 ans d'expérience de BECKMAN dans cette technologie.

Voici quelques unes de leurs spécifications :

Régulation ± 0,05 %.

Température d'utilisation —55 °C à + 125 °C.

Rejection : 60 dB pour les composantes alternatives.

Etanchéité absolue — Dimensions 25,4 × 12,7 × 4 mm.

Ils existent en six modèles standards :

a) Trois modèles pour tensions de sortie fixes à choisir parmi les tensions standards, 3, 6 et 9 volts — 12, 15 et 21 volts — 24, 28 et 32 volts, ou d'autres tensions fixes, sur demande.

b) Trois modèles à tensions de sortie variables, 3 à 9 volts, 9 à 21 volts et 20 à 32 volts ; ils ne sont pas encore livrables en dehors des U.S.A.

UNE GAMME DE CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES STANDARDS ALCATEL

Pour satisfaire aux demandes des utilisateurs de circuits intégrés hybrides, ALCATEL a développé 14 types de micro-circuits standards dès maintenant disponibles sur stock :

— Diviseurs potentiométriques 100 et 200 mW à 2 résistances.

— Diviseurs potentiométriques 200 et 400 mW à 4 résistances.

— Diviseurs potentiométriques 200 mW à 10 résistances.

— Affaiblisseurs symétriques et dissymétriques en décibels.

— Affaiblisseurs symétriques et dissymétriques en népers.

— Convertisseur numérique-analogique 6 et 10 digits.

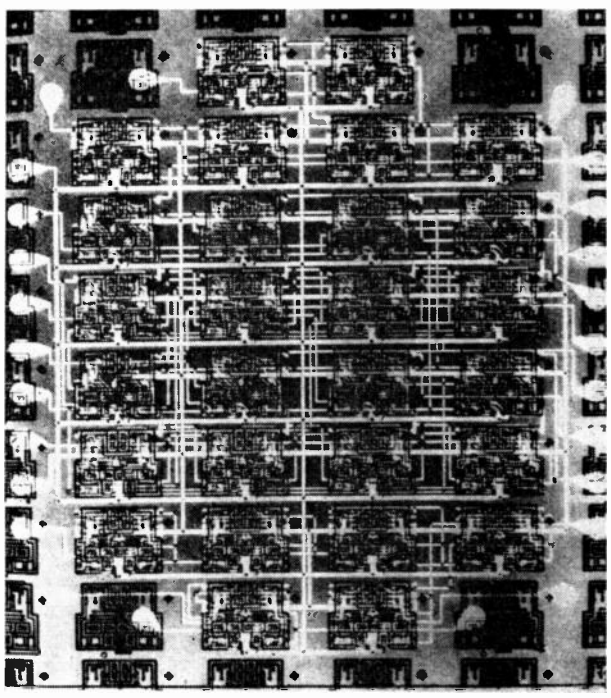
— Circuit d'entrée pour convertisseur 6 digits.
— Amplificateurs pour cellule photo-diode.
— Amplificateur 100 kHz - 100 MHz.

Ces circuits sont en production industrielle et leur liste augmentera au fur et à mesure de l'aboutissement des études et développement actuellement en cours.

UNE CONCEPTION NOUVELLE DE L'UTILISATION DES CIRCUITS INTÉGRÉS

La cadence des découvertes enregistrées dans les laboratoires de recherches d'électronique et plus particulièrement dans le domaine des semiconducteurs est si rapide que les équipements doivent être périodiquement réétudiés pour rester compétitifs.

La SGS-FAIRCHILD vient de mettre au point une conception nouvelle de l'utilisation des circuits intégrés, appelée CCSL, basée sur la compatibilité des familles logiques de circuits intégrés existants.



Agrandissement photographique de la micromatrice de la SGS-FAIRCHILD. Cette micromatrice comprend plus de 100 Circuits Intégrés conventionnels ; elle est entièrement compatible avec les éléments CCSL.

Pendant des années, les ingénieurs ont été dans l'obligation de choisir une seule famille de circuits intégrés pour réaliser un système. Inévitablement ils ont dû chercher des compromis, chaque famille étant plus particulièrement étudiée pour la réalisation d'un objectif bien défini tel une grande vitesse ou une faible puissance.

La conception CCSL permet l'utilisation, dans un même système, de familles logiques aussi différentes que la TTL, la DTL ou la LPDTL. Les ingénieurs pourront désormais penser en fonction d'une application donnée et non plus en fonction des limites imposées par des familles logiques non compatibles.

Actuellement la SGS-FAIRCHILD étudie les techniques de « l'intégration à grande échelle », elle compte « commercialiser » prochainement une « micromatrice » dont la pastille contiendra plus de 100 circuits intégrés logiques conventionnels.

Cette micromatrice sera compatible avec le concept CCSL et permettra aux ingénieurs d'études d'utiliser les techniques actuelles tout en étant assurés de pouvoir les adapter aisément et économiquement aux progrès futurs.

NOUVEAU MAGNETRON COMPACT DE MICROWAVE ASSOCIATES POUR BANDE X

Le MA250 est un magnétron de balise pour bande X. Malgré une puissance crête de 7 kW min., c'est le plus compact au monde et son poids n'est que de 600 g. Il est prévu pour utilisation dans la bande de 8.5 à 9,6 GHz ; la largeur d'impulsion est de 0,5 μs avec un rapport cyclique de 0,005.

Les entrées se font par câbles flexibles ou cosses de soudure. Le connecteur de sortie est compatible avec la bride UG-39/U.

Ses applications sont innombrables : balises pour systèmes de navigation, systèmes de détection par radar, transpondeurs et radars aéroportés.

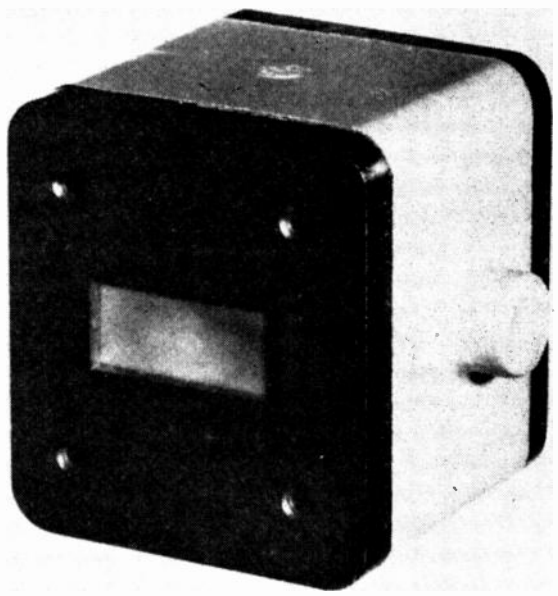
UN MINI-RELAIS DE 1 kW DE POUVOIR DE COUPURE

ITT JENNINGS dont EUROPELEC assure la distribution en France depuis plusieurs années, vient d'ajouter à sa gamme de relais sous vide, un nouveau modèle subminiature.

Ce relais, type RF 1D a un pouvoir de coupure de 1 kW avec des dimensions très réduites : 8 mm de diamètre et 40 mm de longueur.

Il admet comme valeurs maximales 1 A 2 000 V en continu ou 4 A 2 000 V à 16 MHz.

Ce relais sous vide, à enveloppe céramique, possède un très bon isolement et une résistance de contact faible et stable. Tout risque de corrosion des contacts étant éliminé, sa durée de vie dépasse les 100 000 opérations au maximum de puissance prévu.

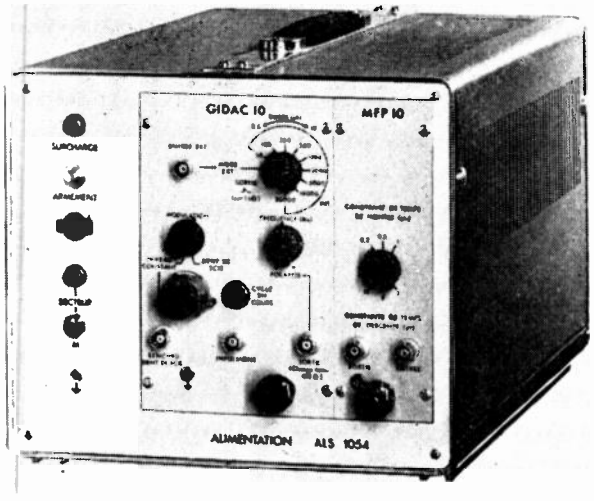


LE GÉNÉRATEUR GIDAC - C.R.C.

(Système C.E.A.)

La Société C.R.C. annonce la sortie industrielle de son générateur GIDAC (générateur d'impulsions, densité d'amplitude constante). Ce générateur est particulièrement bien adapté aux essais des chaînes de spectrométrie nucléaire, qu'elles soient utilisées en physique expérimentale ou dans les applications de la radioactivité.

En effet, le GIDAC simule un spectre d'énergie à front entièrement plat et permet, de ce fait, de tester la linéarité



de tous les éléments utilisés (préamplis, amplis loupe, sélecteur mono-canal, convertisseur analogique-numérique).

L'appareil est présenté sous une version modulaire et peut être utilisé soit dans des châssis normaux Renatran, soit dans un châssis spécial permettant d'en faire un générateur autonome.

De plus, plusieurs tiroirs de sortie seront disponibles qui permettront d'utiliser cet appareil non seulement dans les tests en spectrométrie nucléaire, mais encore dans le domaine des télécommunications.

TÉLÉMÈTRE LASER CSF AÉROPORTE

Le premier télémètre laser aéroporté réalisé en France vient de terminer avec succès ses essais en vol au C.E.V. de Brétigny.

La CSF, qui fabrique d'autre part des viseurs et des calculateurs de tir et de bombardement, est ainsi en mesure de fournir des ensembles cohérents « VISEUR-CALCULATEUR-TÉLÉMÈTRE » adaptés aux missions d'appui aérien dévolues aux avions modernes d'intervention (JAGUAR, MIRAGE, M5).

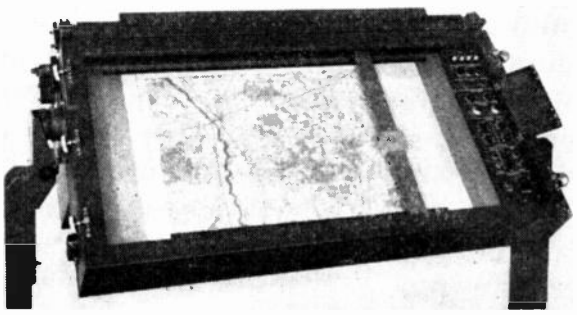
LA C.I.I. FOURNIT AUX ARMÉES FRANÇAISE ET ALLEMANDE DES TABLES TRAÇANTES POUR LES VÉHICULES TOUS TERRAINS

Dans le cadre d'un projet franco-allemand, la Division Militaire et Aérospatiale de la Compagnie Internationale pour l'Informatique a étudié et réalisé des tables traçantes destinées à équiper les véhicules tous terrains de l'Armée de Terre française et de l'Armée allemande.

Chaque table installée à bord d'un véhicule est associée à un radar RATAC, qui balaie le terrain exploré par le véhicule et fournit le champ de visibilité ; la table traçante le reproduit sur une carte d'Etat-Major au 1/50 000. Des circuits de correction permettent de faire coïncider les axes de référence du radar avec les méridiens et parallèles de la carte, lorsque celle-ci n'a pas été bien disposée sur la platine d'enregistrement. En terrain plat, le champ de vision est de 40 km en abscisse et 20 km en ordonnée, ce qui correspond à 80 cm par 40 cm sur la carte de la table.

Lorsque le radar a détecté un objectif mobile à l'intérieur de son champ de visibilité, il « l'accroche » et fournit à la table les tensions analogiques proportionnelles aux coordonnées cartésiennes de cet objectif. La table reproduit simultanément sur un assemblage de cartes le parcours de l'objectif mobile repéré. Elle permet, en outre, grâce aux circuits de calcul dont elle est pourvue, de représenter sur la carte la position future présumée du mobile poursuivi.

Deux prototypes de cette table ont déjà été expérimentés avec succès par l'Armée de Terre française et un troisième exemplaire est actuellement en cours d'expérimentation à l'Ecole d'Artillerie d'Idar-Oberstein (Allemagne).



COMMUNIQUÉS

COURS DE RECYCLAGE

SÉMINAIRES DE CHIMIE DE L'ÉTAT SOLIDE

Ces séminaires reprendront en 1967-1968, sous forme de demi-journées groupant plusieurs exposés. Ils sont patronnés par la division chimie minérale de la Société Chimique de France et placés sous l'égide du professeur A. MICHEL.

Le thème central en sera « Croissance de composés minéraux monocristallins ». Chimistes, cristallographes et physiciens du solide seront certainement nombreux à participer aux discussions qui suivront les exposés. La publication d'un recueil des conférences est prévue, comme l'an passé.

La première demi-journée est fixée au samedi 16 décembre 1967 à 14 h 30 à l'Ecole Supérieure de Chimie Industrielle de Lyon, 43, bd du 11-Novembre-1918, 69-Villeurbanne (exposés des professeurs KERN, GOLDSZTAUB et CHAPELLE).

Les autres demi-journées auront lieu à l'Ecole Nationale Supérieure de Chimie, à Paris, la première le 24 janvier, les autres début mars et mi-avril 1968.

Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser à M. SUCHET. Téléphone : 626.07.50, poste 21.98.

COURS DE TECHNOLOGIE DES EXPÉRIENCES SPATIALES

Dans le cadre de l'Enseignement Préparatoire aux Techniques de la Recherche, le CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE et le CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES organisent conjointement un Cours portant sur la Technologie des Expériences Spatiales.

Cet enseignement a pour but de permettre aux chercheurs, ingénieurs et étudiants préparant un Diplôme d'Etudes approfondies d'Astronomie, Astrophysique, Aéronomie, Physique du Globe, Biologie, d'acquérir les connaissances indispensables pour concevoir et réaliser des expériences à l'aide d'un véhicule spatial (ballon, fusée, satellite).

Ce cours, qui sera dispensé sous forme de conférences, démonstrations et travaux pratiques par des professeurs de Facultés des Sciences, des chercheurs du C.N.R.S., des ingénieurs du C.N.E.S., de l'industrie privée et de divers organismes d'Etat comportera un enseignement commun :

— Les moyens mis à la disposition des chercheurs ;

— La conception de l'expérience et les essais à prévoir ;

— La préparation d'une expérience.

et deux options de spécialisation :

1re option : Les transmissions et le traitement des informations.

2e option : Les systèmes et sous-systèmes de fusées et satellites.

Les cours et travaux pratiques auront lieu à temps complet du 12 au 29 mars 1968, au Centre Spatial de Brétigny (Essonne). A l'issue de ce cours, un stage de deux jours est prévu les 1er et 2 avril 1968 au Centre de Lancement de Ballons à Aire-sur-l'Adour (Landes) ; les frais sont pris en charge par le CNES.

Le nombre des auditeurs français et étrangers est limité à 30. Les auditeurs étrangers devront parler couramment la langue française. Aucun droit d'inscription n'est exigé.

Les demandes d'inscription doivent être adressées avant le 15 décembre 1967 au CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES, Division des Relations Universitaires, 129, rue de l'Université Paris-7e.

CENTRE D'ÉTUDES SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

La première session du C.E.T.E.C. a eu lieu du 11 mars au 24 juin 1967. Devant son succès, l'A.P.C.E.I. (Association pour le Perfectionnement Pratique des Cadres des Entreprises Industrielles, 19, avenue Niel, Paris-17), ouvrira une deuxième session dans le dernier trimestre 1967.

Ce centre a été ouvert avec l'approbation et le concours des industriels intéressés, de la F.N.I.E. et de l'O.R.T.F.

Sous l'impulsion de son Directeur d'Etudes, M. P. Rivère, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité, Ingénieur en chef à la C.S.F., l'enseignement est assuré par un corps professoral constitué par un ensemble de personnalités, pour la plupart directement mêlées aux réalisations de la Télévision en Couleur.

Une formation expérimentale soignée complète l'enseignement magistral ; des industriels ont bien voulu aider l'A.P.C.E.I. à acquérir un ensemble important de matériels.

L'Ecole Nationale de Radiotechnique et d'Electricité Appliquée a accepté d'installer ces matériels dans ses laboratoires et de réaliser les travaux pratiques, auxquels concourt son corps enseignant.

L'O.R.T.F. — grâce à la bienveillance de son Directeur Général, du Directeur des Services Techniques et de l'Ingénieur en chef responsable de la formation du personnel — permet aux stagiaires d'utiliser ses laboratoires modernes de Montrouge pour y prendre la connaissance des problèmes techniques de l'information « couleur » avant sa diffusion.

Une documentation abondante, rédigée par les professeurs, est remise aux stagiaires. Elle leur facilite l'assimilation des cours oraux, leur permet de les méditer et constitue pour eux des ouvrages de base pour leurs travaux industriels.

Les stagiaires de la première session ont compris :

a) des ingénieurs et techniciens de laboratoire appartenant à de nombreuses firmes industrielles (Clarville, C.S.F., Groupe Thomson-Houston - Hotchkiss Brandt, Oréga, Gétou, La Radiotechnique), ainsi qu'à d'importants organismes de diffusion (Delvallée).

b) des ingénieurs et techniciens chargés de formation dans leurs firmes et des professeurs du Centre de Formation Professionnelle des Adultes de Champs-sur-Marne.

Une première session à temps partiel a eu lieu en octobre 1967 ; une seconde, à temps complet (durée 2 semaines, du lundi au samedi matin, séparées par un intervalle de 3 semaines) est prévue en mars-avril 1968.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

SYMPOSIUM SUR LA FIABILITÉ

Boston, 16-18 janvier 1968

Le prochain Symposium annuel sur la Fiabilité se tiendra du 16 au 18 janvier 1968 au Sheraton Boston Hotel, Boston, Mass. Ce sera la 14e réunion consécutive du Symposium annuel sur la Fiabilité (à l'origine Symposium National sur la Fiabilité et le Contrôle et la Qualité en Electronique). Ces symposiums ont été organisés pour permettre des échanges d'informations sur cette nouvelle discipline qu'est la Fiabilité. Le Symposium est rapidement devenu un événement majeur dans le domaine de la Fiabilité par la valeur des rapports qui y sont présentés. Ces rapports traitent des pratiques établies ainsi que de l'état d'avancement des recherches les plus récentes.

Le Symposium envisagera simultanément les aspects techniques et les aspects économiques de la fiabilité, c'est pourquoi le thème choisi cette année encore est : Fiabilité — Coût — Performances. L'accent sera mis sur les relations entre ces trois facteurs dans le développement et la fabrication de produits et de systèmes, en insistant sur les *perspectives en fiabilité*. Une session spéciale sera consacrée au contexte international.

Pour tous renseignements supplémentaires s'adresser au Centre de Fiabilité, C.N.E.T., 3, avenue de la République à 92-*Issy-les-Moulineaux*. Téléphone : 253.31.17.

SYMPOSIUM SUR L'INFORMATIQUE MÉDICALE ET LA GESTION AUTOMATISÉE D'UN HOPITAL

Toulouse 5 au 7 mars 1968

Parallèlement aux manifestations des « Journées d'Electronique de 1968 », le Centre d'Informatique de la Faculté des Sciences de Toulouse organise, en liaison avec l'Association Française d'Informatique et de Recherche Opérationnelle (A.F.I.R.O.), un Symposium sur l'Informatique médicale et la Gestion automatisée d'un hôpital.

Il s'étalera sur tois journées (5, 6 et 7 mars 1968) au cours desquelles seront traités les sujets suivants :

— Surveillance des malades,

— Dossier médical,

— Gestion automatisée d'un Hôpital.

Les personnes désireuses de présenter une communication sont priées de bien vouloir en communiquer le titre,

suivi d'un bref résumé, avant le 15 décembre, à l'adresse suivante :

Centre d'Informatique « Symposium », Faculté des Sciences, 118, route de Narbonne, 31-Toulouse - 04.

SYMPOSIUM ET EXPOSITION APPLICATIONS DE LA MICRO-ÉLECTRONIQUE

Birmingham 26-28 mars 1968

Le 27 mars doit avoir lieu à Birmingham un symposium intitulé « Applications of Microelectronics ». Une exposition sur le même sujet aura lieu du 26 au 28 mars.

Une série de huit conférences avec discussion aura lieu sur la fabrication et surtout les applications où l'emploi de microcircuits présente une solution avantageuse par rapport aux composants discrets. Le champ d'application va des ordinateurs à l'électronique industrielle et aux appareils de mesure.

D'autres détails pourront être obtenus en décembre auprès du secrétaire du Comité d'organisation G.K. Steel, Electrical Engineering Department, The University of Aston in Birmingham, Gosta Green, Birmingham 4.

CONFÉRENCE SUR LA RECONNAISSANCE DES FORMES

Teddington 29-31 juillet 1968

La division Contrôle et Automatisation de l'I.E.E. avec le soutien du Laboratoire National de Physique du Ministère de la Technologie, organise une conférence sur la Reconnaissance des Formes qui aura lieu au National Physical Laboratory de Teddington, Middlesex, du 29 ou 31 juillet 1968.

La conférence se rapportera principalement à la perception des formes chez l'homme et l'animal et également aux principes théoriques et expérimentaux de la reconnaissance des formes.

Ainsi, les thèmes de discussions porteront sur la reconnaissance adaptative chez l'homme et chez la machine, les images rétiniennes stabilisées, les méthodes de diffraction optique pour la reconnaissance des formes, les application au tri postal.

Le Comité d'organisation a fixé à 3 000 mots la longueur des exposés ; envoyer auparavant un résumé de 200 mots au Département Conférences, I.E.E., Savoy Place, London WC 2.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE

Versailles 10 au 13 septembre 1968

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens annonce le COLLOQUE INTERNATIONAL sur l'ELECTRONIQUE NUCLÉAIRE qu'elle organise avec le concours du Commissariat à l'Energie Atomique, et sous le patronage des grandes Agences Internationales, notamment l'Agence Internationale de l'Energie Atomique.

Cette manifestation aura lieu à Versailles, au Palais des Congrès, les 10, 11, 12 et 13 septembre 1968.

Le Colloque 1968 fait suite à la Conférence d'Electronique Nucléaire de Belgrade en mai 1961, à celle de Bombay en novembre 1965, et aux Colloques Internationaux d'Electronique Nucléaire de Paris en septembre 1958 et en septembre 1963. Il sera consacré à l'électronique associée à l'expérimentation en physique nucléaire et corpusculaire.

Le Comité d'Organisation, présidé par M. H. ANGLES D'AURIAC, a retenu comme thèmes généraux de ces journées :

- Détecteurs : état actuel et perspectives.
  Semiconducteurs, scintillateurs et photomultiplicateurs, chambres à étincelles.
- Préamplificateurs et amplificateurs. Filtrage du signal.
- Conditionnement primaire du signal.
  Par exemple : définition des temps, coïncidences, sélection d'amplitude, identification de particules.
- Conversion temps amplitude. Conversion analogique-numérique. Codage. Comptage.
- Acquisition, visualisation et réduction des données en cours d'expérience.

Quelques exposés seront consacrés à des applications originales de l'électronique nucléaire.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens convie dès maintenant tous les spécialistes de ces domaines à participer à ce Colloque International 1968.

Adressez toute la correspondance au Colloque International sur l'Electronique Nucléaire, Boîte postale n° 17, 78-Chatou (France). Tél. 966.25.75.

LA RADIO AND ELECTRONIC COMPONENTS SHOW DEVIENT INTERNATIONALE EN 1969

Le Conseil de la Fédération anglaise des Fabricants de Composants pour la Radio et l'Electronique a décidé de donner un statut international à l'Exposition des Composants pour la Radio et l'Electronique en y admettant les exposants et les produits étrangers.

Cette disposition entrera effectivement en vigueur en mai 1969 avec l'exposition qui se tiendra à l'Olympia de Londres.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

LIAISON HERTZIENNE ABIDJAN-MAN

La Société T.R.T. vient de se voir confier par le Ministère des Postes et Télécommunications de la République de Côte-d'Ivoire, la réalisation de liaisons hertziennes entre les villes d'Abidjan, Ganoa et Daloa (430 km). Ces liaisons permettront d'assurer la transmission de 300 voies téléphoniques, avec extension ultérieure possible à 600 voies.

Cette installation financée par le Fonds Européen de Développement fait partie de l'ensemble destiné à relier Abidjan à Man.

La Société T.R.T. a été désignée comme entreprise pilote pour l'ensemble de l'installation à laquelle participeront par ailleurs, la Société TELETTRA pour les multiplex et la Société CFTH/HB pour le matériel de liaison troposphérique.

Ce réseau utilisera d'Abidjan à Bouafle, une partie de l'infrastructure du réseau de télévision déjà fourni, installé et mis en service en décembre 1965 par T.R.T. pour la Radiodiffusion Télévision Ivoirienne.

LIAISON DE TÉLÉCOMMUNICATION EN AUSTRALIE

Au début de 1968, une liaison de télécommunication sera implantée à l'ouest de l'Australie, entre les villes de Perth et de Carnarvon. Cette liaison sera assurée par un câble de près de 1 000 km de longueur, comprenant quatre lignes coaxiales. Un système 12 MHz transmettra simultanément 1 200 conversations téléphoniques et un programme de télévision sur deux de ces lignes. Les deux autres lignes seront équipées chacune pour 960 circuits téléphoniques avec un système 4 MHz.

La Société SIEMENS se chargera de la fourniture et du montage des répéteurs pour les deux systèmes. Les répé-

teurs transistorisés à large bande seront d'une conception ultra-moderne et travailleront sans aucun entretien. Ils seront alimentés en courant continu par les conducteurs intérieurs des lignes coaxiales. Plus de 200 stations de répéteurs sont prévues le long du parcours coaxial ; la plupart d'entre elles seront équipées de répéteurs logés en boîtiers souterrains.

STATIONS DE SECOURS DU STRATEGIC AIR COMMAND

Les ingénieurs de Westinghouse Electric procèdent au derniers contrôles des installations de la première des quatre stations de secours pour communication longues distances du Strategic Air Command.

Située dans le désert de Californie, non loin de Barstow, à 100 km de Los Angeles, cette station S.L.F.C.S. (Survivable Low Frequency Communications System), comprend des antennens de plus de 300 m de hauteur. Elle est destinée à assurer le contrôle et le commandement des forces aériennes stratégiques américaines, en cas d'attaque ennemie.

Elle transmettra, sur très basses fréquences à partir d'émetteurs souterrains, des messages sol - air ou sol - sol dans les conditions les plus difficiles. Reliée aux missiles, aux 200 postes de commandement d'escadre de la S.A.C., aux aires de lancement ou à la couverture radar, la station contrôlera tout le réseau, de la Californie à l'Alaska et au Canada.

L'antenne a été fournie par la Division de surface et communication (DECO), de Westinghouse à Leesburg, en Virginie. D'autres antennes seront installées dans le Nebraska, la Virginie et à Porto-Rico.

TECHNIQUE FRANÇAISE RADAR EN GRANDE-BRETAGNE

La Compagnie anglaise PLESSEY RADAR Ltd vient de se voir notifier un contrat pour fournir à l'administration de l'Air Traffic Control, pour son Centre de Contrôle du trafic aérien de West Drayton, un système de présentation radar (Bright Display) fondé sur une technique de la CSF.

Le matériel est constitué d'un système transformateur d'images radar en images de télévision, adapté par PLESSEY RADAR sur licence CSF, du système déjà installé par la firme française sur les aérodromes de France et d'autres pays : Etats-Unis, Australie, Afrique du Sud, République Fédérale Allemande, Suisse.

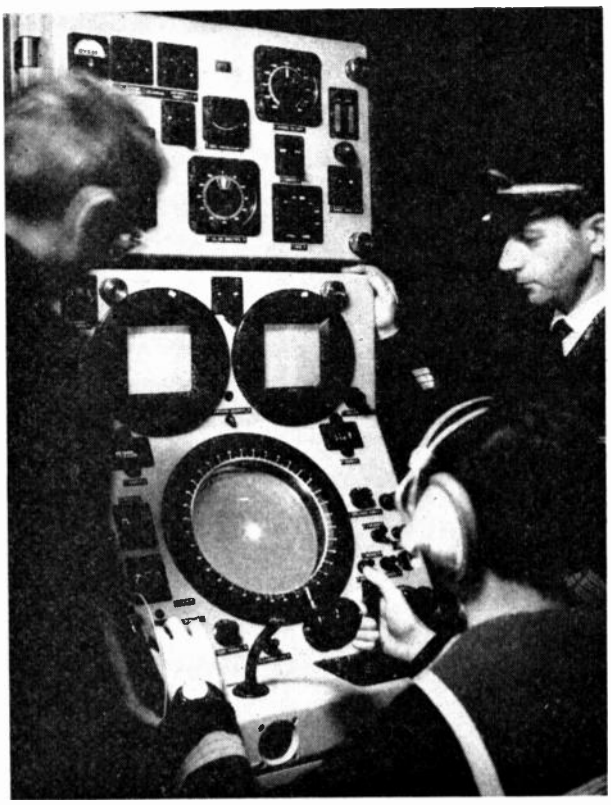
Il équipe en outre les Centre d'EUROCONTROL de Brétigny et d'Amsterdam.

IMPORTANTES COMMANDES DE SONARS PASSÉES PAR LA MARINE NATIONALE A LA CIT

La CIT, COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, l'une des principales filiales de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ dans le domaine de l'électronique professionnelle, vient de se voir notifier par la Direction Technique des Constructions Navales une importante commande d'équipements SONAR destinés à la modernisation et à l'équipement des bâtiments de surface de la Marine Nationale.

Ces sonars panoramiques, avec visualisation des échos sur écran type radar, sont destinés à la détection des sous-marins en plongée. Ils ont été mis au point après des études poussées conduites en collaboration étroite avec le Service Technique des Constructions Navales et avec le laboratoire d'Acoustique Sous-Marine du Brusc qui lui est rattaché.

Faisant appel à des techniques très évoluées de traitement du signal, ces sonars ont des performances que les essais opérationnels ont montré être supérieures à celles



des meilleurs sonars étrangers de cette catégorie. Ces résultats, ainsi que la fiabilité remarquable de ces ensembles complexes, ont amené la Marine à commander en série importante ce type d'équipements.

Aux 50 millions de francs de cette commande, viennent s'ajouter les 37 millions des commandes précédentes.

LE COBRA DE CSF GUIDE LE PILOTE EN VOL RASANT

Après le Centre d'Essais en Vol de Brétigny qui a vérifié les caractéristiques techniques du radar COBRA conçu par CSF, dans le cadre du programme d'intervention à basse altitude, le Centre d'Expériences Aériennes Militaire vient de procéder à l'évaluation opérationnelle de ce nouveau radar aéroporté.

A cet effet, le programme d'évaluation comportait des épreuves de navigation à très basse altitude, sur les parcours les plus variés et les plus difficiles tant du point de vue orographique que du fait de l'existence d'obstacles isolés, indétectables de nuit sans ce radar.

Au cours des missions d'essais à très basse altitude, l'anti-collision automatique et la visualisation simultanée du sol ont mis en évidence la sécurité apportée à l'équipage par le radar COBRA.

UNE INSTALLATION DE TÉLÉVISION COULEUR EN CIRCUIT FERMÉ A L'UNIVERSITÉ DE SARREBRUCK

Le 1er novembre 1967, en présence de nombreuses personnalités allemandes et étrangères, un système de télévision couleur en circuit fermé a été présenté en fonctionnement à la Clinique Universitaire de Homburg (Sarre).

A cette occasion, une intervention gynécologique, pratiquée par le Professeur LIMBURG, a été retransmise en direct dans le grand amphithéâtre de la clinique.

WRH

C'est la première fois qu'une telle installation est mise en œuvre en République Fédérale par une firme française. Conçue et réalisée par THOMSON-TÉLÉ-INDUSTRIE, filiale de la Compagnie française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT, cette installation a été mise en service à la rentrée universitaire.

Elle fait appel au procédé séquentiel de trame, comprend une caméra à focale variable télécommandée depuis l'amphithéâtre, deux récepteurs à tube cathodique trichrome et une baie de contrôle. Les circuits de sonorisation sont conçus de façon à permettre l'établissement d'un duplex entre le professeur travaillant en salle d'opération et les étudiants rassemblés dans l'amphithéâtre.

Rappelons que THOMSON-TÉLÉ-INDUSTRIE a déjà équipé de systèmes de télévision en circuit fermé en couleur de nombreux établissements en France et à l'étranger. Parmi ses réalisations les plus connues, citons les Facultés de Médecine de Paris, de Strasbourg, de Lille, et les Centres Hospitaliers Universitaires parisiens Cochin, Tenon, Saint-Antoine et La Salpêtrière.

TRANSMISSION DE DONNÉES A GRANDE VITESSE ENTRE PRAGUE ET PARIS

Le 18 octobre a été établie, dans le cadre du SICOB, une liaison à grande vitesse, Paris-Prague aller et retour.

Cette démonstration s'est déroulée sur le stand de SPERAC — Systèmes et Périphériques Associés aux Calculateurs — filiale commune de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT et de la COMPAGNIE DES COMPTEURS, à l'occasion de la visite de M. Galley, Délégué Général à l'Informatique et de plusieurs personnalités tchèques, en particulier de M. Hermann, Ingénieur en chef de l'entreprise Kancelarskie Stroje, avec laquelle était établie la liaison. Cette entreprise, qui groupe 80 000 personnes, est spécialisée dans la vente et la maintenance de calculateurs, de périphériques et d'équipements de bureau.

La transmission s'est effectuée à une vitesse de 1 200 bauds. Envoyé à partir d'une bande perforée, le texte a été reçu à Prague sur une bande perforée au Centre de Calcul de KANCELARSKIE STROJE.

Il a été retransmis au moyen de périphériques FE 1500 de fabrication tchèque, de Praque à Paris où il a été reçu sur une imprimante ultra-rapide, 600 lignes/seconde.

Cette liaison, faite en commun à l'aide d'équipements tchèques et français, s'inscrit dans le cadre d'une collaboration dont les bases viennent d'être établies au cours d'une visite rendue par la délégation officielle de l'Informatique tchèque à M. GALLEY et aux sociétés participant au Plan Calcul français.

LA TÉLÉINFORMATIQUE

L'ordinateur ne peut plus être considéré isolément car il constituera de plus en plus le cœur d'un vaste ensemble : le système de TÉLÉINFORMATIQUE.

En effet, réservé autrefois aux travaux des administrations centrales et des sièges sociaux, l'ordinateur doit désormais travailler, le plus souvent simultanément, pour tous les services ou usines décentralisés, parfois éloignés de plusieurs centaines ou milliers de kilomètres.

Le magasinier, aussi bien que le directeur général, doit avoir accès à l'ordinateur, quelle que soit la distance qui les sépare du centre de traitement de l'information.

La TÉLÉINFORMATIQUE qui représente aujourd'hui moins de 4 % du marché de l'Informatique, en représentera certainement plus de 20 % dans 10 ans. A la même date, plus d'un ordinateur sur deux sera exploité par des utilisateurs situés à distance.

La CETT — Compagnie Européenne de Télétransmission — est particulièrement bien placée pour faire face aux impératifs nouveaux posés par la TÉLÉINFORMATIQUE. Née en 1965, la CETT héritait de l'apport technique provenant de la CSF (Compagnie générale de Télégraphie sans Fil) et de la CGE (Compagnie Générale d'Electricité), dans le domaine des télétransmissions.

Sa qualité de filiale de la CITEC (CGE-CSF) ; au même titre que la CII (Compagnie Internationale pour l'Informatique), lui a permis de maîtriser les techniques numériques propres aux ordinateurs.

En France et à l'Etranger, la CETT a réalisé à ce jour plus de 200 installations pour le compte des grandes administrations, des sociétés commerciales et industrielles ; il faut mentionner, en particulier, l'installation de vastes réseaux de surveillance automatique commandés par les grandes sociétés de distribution d'eau, de gaz, de pétrole, de produits chimiques. Il faut citer également les réseaux de téléinformation de l'EDF et les systèmes de transmission de l'information associés aux engins à tête nucléaire du programme SSBS.

Travaillant dans le cadre d'échanges internationaux, disposant d'équipes d'ingénieurs et de techniciens hautement spécialisés, CETT s'est engagée dans la voie d'avenir de la TÉLÉINFORMATIQUE et dans le rôle difficile, mais passionnant, de fournir à l'utilisateur non seulement des équipements, mais des ensembles cohérents et rentables.

CENTRALE DE DOSAGE AUTOMATIQUE POUR LA FABRICATION DE BÉTON PRÊT A L'EMPLOI RÉALISÉE PAR CDC

La COMPAGNIE DES COMPTEURS a développé à l'usage des industries auxquelles se posent des problèmes de dosage un programmateur numérique d'une grande souplesse d'emploi.

La première installation l'utilisant est entrée en service au mois d'août 1967 dans la nouvelle Centrale à béton prêt à l'emploi, quai de la Gare, à Paris, de la société LE BÉTON DE PARIS.

Cette installation permet :

— de calculer en fonction des commandes enregistrées et de la capacité du malaxeur, le poids des différents constituants d'une gâchée. Ce calcul tient compte de l'humidité des agrégats et des interactions des différents composants.

— de contrôler la pesée des constituants en fonction des paramètres ainsi calculés, de commander les ouvertures des vannes et le début du malaxage et d'autoriser la vidange des malaxeurs dans les camions de livraison.

Toutes ces opérations sont effectuées automatiquement par simple lecture d'une carte perforée correspondant à la commande considérée et par action sur un bouton de validation ; en fin d'opération, un bon de livraison est édité automatiquement.

Les résultats obtenus depuis la mise en service de ce système sont particulièrement satisfaisants :

— la précision atteinte dans le dosage des différents composants du béton est de l'ordre de 2 pour 1 000 ce qui constitue pour les utilisateurs une garantie permanente de qualité.

— grâce à la rigueur ainsi obtenue dans le dosage des composants, des économies non négligeables de matériaux sont réalisées.

— enfin, la sécurité de l'installation générale se trouve améliorée, le calculateur surveillant les balances et indiquant les points de l'installation où une défectuosité ne permet plus d'atteindre la précision qui lui est demandée.

CARTES MAGNÉTIQUES POUR LES USAGERS PERMANENTS DE PARKINGS PARISIENS

Depuis l'inauguration à la mi-octobre du parking de la Bourse, ses usagers permanents disposent d'une carte magnétique d'abonnement qui permet, après introduction dans

un lecteur, de contrôler automatiquement l'admission et le retrait de leurs véhicules. La Société des Parkings du VIII[e] arrondissement met en service actuellement le même système pour les parkings George-V, Haussmann et Malesherbes.

Cette carte, conçue par la Compagnie Générale d'Automatisme, filiale de la CITEC, utilise un procédé magnétique déjà réalisé par la CGA pour le contrôle d'entrée des passagers du métro de Montréal. Elle se compose d'un support plastique où se trouvent intégrées des bandes magnétiques de grande capacité, portant des informations codées : numéro de parking, nombre représentant la durée de l'abonnement, etc. L'invalidation à l'entrée et la revalidation de la carte à la sortie interdisent de parquer plusieurs véhicules avec une seule carte.

L'abonnement à plusieurs parkings est également possible avec la même carte. Les redevances des usagers sont alors conservées en mémoire et réparties périodiquement au prorata du tarif et de la durée de présence dans chaque parking. Ainsi les usagers intéressés par les trois parkings du 8[e] arrondissement pourront incessamment les utiliser avec la même carte magnétique d'abonnement.

DU MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE FRANÇAIS INSTALLÉ AU LABORATOIRE DE L'AIEA

Du matériel électronique d'une valeur de 35 000 dollars, offert par le Gouvernement français et utilisé pour l'étalonnage de solutions radioactives, a été installé au laboratoire de l'Agence Internationale de l'Energie Atomique (AIEA) à Seibersdorf (Autriche) et vient d'être mis en service.

Les solutions radioactives étalonnées sont utilisées pour l'étalonnage d'appareils et pour le contrôle de travaux de recherche. Depuis 1963, presque 8 000 échantillons ont été fournis à des centres de recherche et hôpitaux de 56 Etats Membres.

L'appareil qui est un détecteur à coïncidences, couplé à un ordinateur, indique automatiquement l'activité spécifique des solutions radioactives. Il a été mis au point en commun par le Centre d'études nucléaires de Saclay du Commissariat à l'énergie atomique et le Laboratoire de l'AIEA à Seibersdorf, afin de faire face aux demandes croissantes et urgentes d'étalons produits par l'Agence, ainsi qu'au manque de personnel.

LE D.P.M. DE VANDELLOS

Le dispositif principal de manutention (D.P.M.) de la centrale nucléaire hispano-française de Vandellos sera réalisé par un groupe industriel français dont le Groupement Atomique Alsacienne Atlantique (G.A.A.A.) est chef de file.

Cette installation a pour objet, le réacteur étant en marche à pleine puissance, d'effectuer le renouvellement périodique des éléments combustibles. L'équipement se compose d'une machine intégrée d'un poids de 620 tonnes et d'une hauteur de 16 mètres, se dirigeant automatiquement et se raccordant de façon étanche aux puits de chargement correspondant aux canaux dont on veut renouveler le combustible.

Les automatismes de cette machine, étudiés et réalisés par ALCATEL, sont du type séquentiel à programme enregistré. Le programme contient plus de 700 opérations mécaniques à commander après vérification pour chacune de 6 à 12 conditions d'exécution.

G.A.A.A. a déjà été chargé de la fourniture des dispositifs principaux de manutention des centrales EDF 3 à Chinon, St-Laurent 1 (en collaboration avec S.F.A.C.) et St-Laurent 2 (en collaboration avec Hispano-Suiza).

Rappelons que G.A.A.A. est par ailleurs un des membres principaux du Groupement de Constructeurs Français contractuellement chargés de fournir, clé en main, à la Société HIFRENSA la Centrale de Vandellos.

CARNET DES SOCIÉTÉS

INAUGURATION D'UN CENTRE DE PRODUCTION STAREC A CHATEAUROUX

Le 6 octobre 1967 a été inauguré à Châteauroux le nouveau Centre de Production de la S.T.A.R.E.C.

Situé dans la zone industrielle, sur un terrain de plus de 4 hectares il comprend un ensemble de bâtiments d'environ 2 000 m² de plancher. Dans un très proche avenir, cet ensemble sera complété par une base de mesure d'antennes équipée des derniers appareils que les laboratoires de la S.T.A.R.E.C. ont déjà conçus.

Les performances de cette base amélioreront considérablement les possibilités de la Société quant aux dimensions des antennes à étudier, à leurs fréquences d'utilisation, sans compter les très grandes facilités qu'une implantation au sol denneront à leurs exploitants.

La surface du terrain et son très bon dégagement devraient permettre de concilier la qualité de cette base de mesures avec un développement ultérieur de l'usine.

Créée il y a quinze ans, la S.T.A.R.E.C. a très rapidement occupé une place enviable auprès des grandes administrations techniques, des sociétés aérospatiales ou d'électronique *dans le domaine des antennes professionnelles.*

A la Direction des Etudes, une quarantaine d'ingénieurs, de techniciens et de dessinateurs travaillent sous la direction de Monsieur Ancona, ils constituent certainement la plus ancienne équipe spécialisée dans ce domaine.

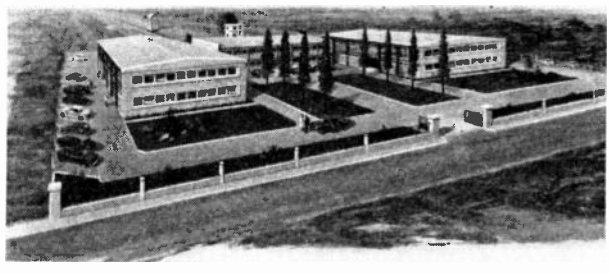
La S.T.A.R.E.C. a exécuté à ce jour, quelques centaines de contrats d'études ou de production dont les plus remarquables et les plus récents sont peut-être :

— dans le domaine des avions : la participation aux programmes BREGUET ATLANTIC, CARAVELLE et franco-britanniques CONCORDE et JAGUAR ;

— dans le domaine spatial, la contribution aux fusées DIAMANT, EUROPA, S.S.B.S. et à plusieurs fusées-sondes, ainsi que les toutes premières études de faisabilité des programmes EOLE et SYMPHONIE. La S.T.A.R.E.C. participait en même temps aux études des équipements d'infrastructure telles que les antennes du réseau DIANE, des antennes autopointées d'interféromètre et de divers équipements de champs de tir.

Ces différents travaux n'ont pas empêché la Société de se consacrer à des recherches sur les milieux ionisés avec élaboration des méthodes de mesure et mise au point de moyens d'essais appropriés.

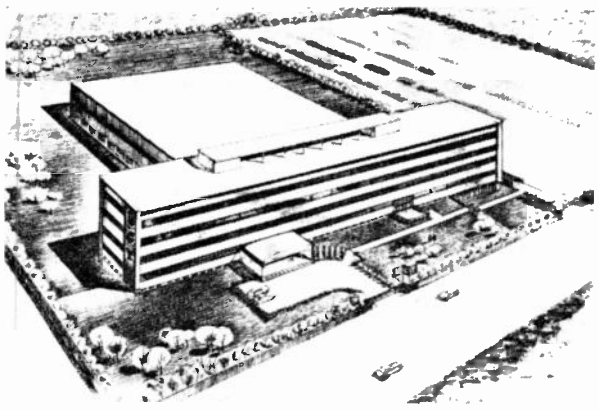
Enfin, elle a obtenu de très substantiels contrats hors de nos frontières et, en particulier, pour le compte de la RÉPUBLIQUE FÉDÉRALE ALLEMANDE, ce qui portera cette année ses exportations à 30 % de son chiffre d'affaires et, vraisemblablement à près de 40 % l'an prochain.



LE LABORATOIRE CENTRAL DE TÉLÉCOMMUNICATIONS VA S'INSTALLER A VÉLIZY

Monsieur G. GOUDET, Président du LCT, a rendu publique la décision de construire sur un terrain de 30 000 mètres carrés situé dans la commune de Vélizy, un nouveau Centre de Recherches où l'activité de la Société sera entièrement transférée.

Etant donné l'impossibilité de procéder dans Paris à l'extension de ses installations industrielles, LCT s'apprête donc à quitter ses locaux actuels, 46, avenue de Breteuil, Paris-7e, occupés depuis la fondation du Laboratoire, en 1927.



Ce transfert, qui s'insère dans le plan de développement de la région parisienne, offrira de meilleures conditions de travail aux 800 ingénieurs, employés et ouvriers du Laboratoire Central de Télécommunications ; il permettra à LCT de rester, comme par le passé, à la tête de l'effort de recherche français dans les domaines de l'électronique et de l'espace.

Les bâtiments, de 14 000 mètres carrés de planchers, seront construits face à la forêt et aux parcs de la ceinture verte de Paris. Ils seront facilement accessibles par la route : de Versailles (10 minutes), de l'Aéroport d'Orly (15 minutes) et du boulevard périphérique (15 minutes), ainsi que par le train (moins de 20 minutes du centre de Paris).

Les bâtiments, qui seront climatisés, ont été conçus par M. J.D. Evette, l'architecte français bien connu, notamment pour ses réalisations de laboratoires industriels. Les plans ont évidemment été prévus pour permettre l'extension facile des bâtiments, nécessaire aux besoins futurs de LCT pour faire face au développement accéléré des recherches dans les techniques d'avant-garde de l'électronique et de l'espace.

Le nouveau Laboratoire sera terminé vers le milieu de l'année 1969.

Les travaux de recherches et de développement sont conduits à LCT tant pour le compte des Administrations françaises et des Organisations Européennes, que pour le compte des Sociétés associées à l'International Telephone and Telegraph Corporation, le plus important fournisseur mondial d'équipements de télécommunications et d'électronique.

LCT est particulièrement connu pour ses recherches dans le domaine des systèmes de télécommunication électroniques, des calculateurs aéroportés, des radars, des recherches physiques (lasers, films minces, mémoires ultrarapides) et pour ses réalisations dans le domaine aérospatial.

Dans celui-ci, LCT est maître d'œuvre du satellite ESRO 1; il a étudié et construit les programmeurs de séquence des fusées DIAMANT, et réalise actuellement le décodeur de télécommande du satellite français D-2. La Compagnie fournit également des décodeurs pour INTELSAT III, le dernier et le plus puissant satellite de télécommunications actuellement en cours de réalisation aux Etats-Unis.

INAUGURATION DE L'USINE CANNON ELECTRIC FRANCE A TOULOUSE-COLOMIERS

CANNON ELECTRIC ITT, firme spécialisée dans les connecteurs, possède quatre usines aux USA, une au Canada, une en Australie et une au Japon. Elle a été fondée en 1910 et, fournisseur du cinéma à ses débuts, elle est passée petit à petit à l'aviation en équipant les Douglas DC 3 ; elle en est actuellement au spatial. Comme toutes les affaires d'électronique américaines, les commandes militaires (60 %) priment les commandes civiles (40 %).

Le marché européen représente 500 millions de francs et a conduit CANNON ELECTRIC ITT à s'implanter d'abord en Angleterre (1942), puis en Allemagne Fédérale et en France (1966), chacune de ces trois usines ayant leur spécialité propre et se sous-traitant mutuellement.

En France, CANNON ELECTRIC a construit son usine à Toulouse-Colomiers, près de Sud-Aviation. L'usine provisoire a été remplacée par un bâtiment définitif susceptible d'extension qui couvre actuellement 2 500 m². Une centaine de personnes y travaillent.

Le personnel est entièrement français, les cadres supérieurs ont été formés aux Etats-Unis, les cadres moyens, en Angleterre, le petit personnel est mis au courant sur place.

15 % des commandes se rapportent à des matériels spéciaux, étudiés sur place, les directives venant des Etats-Unis. Le matériel classique est monté à Toulouse avec des pièces détachées dont la majeure partie vient d'Amérique, les pièces isolantes moulées, en particulier.

IMPORTANT ACCORD DANS L'ÉTUDE ET LA FABRICATION DES POSTES DE TÉLÉVISION

LEBON et Cie et la SOCIÉTÉ LYONNAISE DES EAUX ET DE L'ECLAIRAGE d'une part, la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ d'autre part, viennent de faire connaître leur décision de créer, à égalité de participations, un groupement d'études dans le domaine des récepteurs de radio et de télévision.

Ce groupement aura pour objet d'étudier la concentration des moyens techniques et industriels et l'harmonisation des efforts commerciaux des groupes dans le domaine considéré.

Il est rappelé que la CGE est présente sur le marché de la radio et de la télévision par sa filiale la Compagnie Continentale EDISON qui contrôle les marques Continental Edison et Sonora. Les Sociétés LEBON et LYONNAISE ont, de leur côté, groupé leurs intérêts au sein de leur filiale commune COCELAM qui contrôle les marques Ribet-Desjardins, Grammont et Sonneclair.

Depuis plusieurs années déjà s'est instaurée entre les sociétés de ces deux groupes une collaboration confiante concernant, en particulier, l'exploitation de l'usine SONORMEL de Caen, l'une des plus modernes unités de production de téléviseurs en France.

L'opération beaucoup plus vaste engagée aujourd'hui, conduira à créer un ensemble homogène disposant d'une technique éprouvée et de moyens industriels puissants. Il réalisera un chiffre d'affaires annuel de près de 300 millions de francs, le situant parmi les tout premiers groupes français de l'électronique grand public.

FIN DE L'ACCORD DE LICENCE MATRA-H.S.D.

La Société Française Engins MATRA et la Société Britannique HAWKER SIDDELEY DYNAMICS avaient, en avril 1962, conclu un accord qui concédait à la Firme MATRA la licence des équipements de Contrôle Automatique TRACE, étudiés par H.S.D.

Les tous premiers équipements développés en France, par MATRA, furent donc réalisés en collaboration avec H.S.D.

Par la suite, la Société Engins MATRA fut amenée, sous l'impulsion de marchés nouveaux, à entreprendre d'importantes études qui devaient la conduire à développer des matériels nouveaux dans une technologie différente, répondant à des applications nouvelles.

Dans ces conditions, les deux Sociétés ont reconnu d'un commun accord que le contrat initial de licence, dans le domaine du Matériel de Test Automatique, était dépassé et elles ont décidé de mettre fin à cet accord, chacune développant, maintenant, ses propres équipements, H.S.D. sous le même nom de TRACE et MATRA sous le nom de MATRACE (Matériels Automatiques de Tests de Recherche d'Avarie et de Contrôle d'Ensemble).

Les deux Sociétés continuent d'entretenir d'étroites relations et de coopérer dans le cadre de nombreux projets internationaux.

THOMSON INFORMATIQUE ET VISUALISATION

L'apport fait à THOMSON INFORMATIQUE ET VISUALISATION (T.I.V.) par la SOCIÉTÉ NOUVELLE D'ELECTRONIQUE ET DE LA RADIO-INDUSTRIE (SNE-RI) de la partie de son fonds de commerce et d'industrie concernant le Traitement de l'Information et la Visualisation, est définitivement approuvé.

Appartenant au Groupe THOMSON-BRANDT, THOMSON INFORMATIQUE ET VISUALISATION, filiale de SNE-RI, est appelée à développer les activités qui lui sont apportées et qui s'étendent notamment aux domaines ci-après :

— Calculateurs numériques pour applications militaires ;

— Traitement numérique de la vidéo des radars primaires et secondaires ;

— Visualisation d'informations radar et de transmission de messages.

COGER

COGER s'est vu confier, au cours des derniers mois, d'importants travaux de contrôle et régulation dans de nombreuses usines ou unités de production parmi lesquelles : Unité d'anhydre phtalique pour PROGIL (Engineering LUMMUS), Atelier de nitrate d'ammonium (Procédé KALTENBACH - Engineering ONIA), RHONE ALPES : Unité de désulfuration à la raffinerie de Feyzin (Engineering TECHNIP), POLYMER : Unité de caoutchouc synthétique (Engineering HEURTEY), et tout récemment pour OXOCHIMIE : usine de Lavera (Engineering UHDE - PECHINEY-SAINT-GOBAIN).

Depuis sa création en novembre 1966, COGER compte à son actif plus de 50 études et réalisations dans les domaines industriels les plus divers. Rappelons qu'à cette époque, la Compagnie Générale d'Automatisme, filiale CITEC, et CGEE, filiale CGE, avaient regroupé dans COGER leurs activités dans le domaine des études et entreprises de contrôle et régulation industriels.

WESTINGHOUSE VA QUADRUPLER SA PRODUCTION DE CIRCUITS INTÉGRÉS

WESTINGHOUSE ELECTRIC vient d'annoncer l'extension de son usine d'Elkridge (Maryland), afin de quadrupler, d'ici 1970, sa production de circuits intégrés.

En effet, on estime que cette partie de l'industrie électronique va voir tripler son marché d'ici cette date pour atteindre un volume global de l'ordre du demi-milliard de dollars. Le marché de ces circuits devrait atteindre cette année environ 250 millions de dollars, en hausse de 66 % par rapport à 1966.

On trouve les circuits WESTINGHOUSE dans des applications aussi diverses que TITAN II, les missiles MINUTEMAN II, la caméra lunaire d'APOLLO, le PHANTON F-4 et les contrôles de l'armement du F 111. Mais alors que la production de circuits intégrés WESTINGHOUSE comprend encore 75 % de commandes militaires, vers 1970 ce chiffre sera ramené à 50 %.

Une technologie avancée a permis de faire diminuer constamment le coût des produits pour passer du stade laboratoire aux marchés de masse. Les ordinateurs sont de grands consommateurs de circuits intégrés, mais bientôt 25 % des produits comportant des circuits intégrés seront absorbés par les appareils d'usage ménager.

CRÉATION AU CEN DE GRENOBLE D'UN LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE ET DES TECHNOLOGIES DE L'INFORMATIQUE (L.E.T.I.)

Le Commissariat à l'Energie Atomique a créé au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble un Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Informatique (L.E.T.I.). Ce Laboratoire, doté d'une grande autonomie administrative, est habilité à faire de la recherche sous contrat. Il répond au double souci du Commissariat à l'Energie Atomique de valoriser son potentiel de recherche en participant à l'effort national d'étude et de développement dans les domaines touchant à l'Informatique et d'améliorer ses liaisons avec les autres organismes publics ou privés intéressés à divers titres à la recherche en électronique.

Depuis cinq ans, les Laboratoires du C.E.N. de Grenoble intéressés aux recherches en électronique avaient tissé un réseau de liens contractuels ou de simple collaboration avec la plupart des administrations de l'Etat et des grandes industries de l'Electronique. La création du L.E.T.I. vient consacrer les efforts faits par le Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble pour créer des ensembles de recherche interdisciplinaires qui soient ouverts à la participation de tous. Les Laboratoires d'Electronique Intégrée et de Cristallogenèse créés en association avec le Service de Physique du Solide et de Résonance Magnétique avaient déjà montré tout l'intérêt de cette formule qui pourra maintenant être étendue à d'autres domaines.

Le L.E.T.I., tout en fonctionnant dans le cadre du Commissariat à l'Energie Atomique, est doté d'une structure très souple qui lui permet soit de faire des travaux de recherche sous contrat en recrutant du personnel temporaire, soit d'accueillir sous certaines conditions des équipes de recherches appartenant à d'autres organismes publics ou industries privées.

L'un des objectifs du L.E.T.I. est également d'assurer la formation complémentaire de personnel dans les techniques de pointes de l'électronique et de l'informatique.

Ce personnel pourra ensuite trouver des postes dans d'autres administrations, ou dans l'industrie privée en assurant du même coup, dans de bonnes conditions d'efficacité, un certain transfert des connaissances du laboratoire vers l'industrie.

M. CORDELLE, Chef du Service d'Electronique du C.E.N. de Grenoble assure la direction du L.E.T.I., sous l'autorité du Pr NEEL, Directeur du Centre.

1952 - 1967

QUINZE ANNÉES D'INDUSTRIE FRANÇAISE DE TUBES PHOTOMULTIPLICATEURS

Parmi les productions de pointe de l'industrie électronique française, les tubes photomultiplicateurs occupent une place privilégiée puisque c'est une société française qui est le second fabricant mondial (et, pratiquement, le seul en Europe continentale) de ce type de tubes électroniques : un quart de sa production est exportée aux Etats-Unis et un autre quart est destiné aux laboratoires de recherches avancées du monde entier.

En 1952, les LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUÉE (L.E.P.) entreprenaient leurs premières études sur les photomultiplicateurs et, dès 1953, ils réalisaient un premier photomultiplicateur dont les performances, intéressantes à l'époque, paraissent aujourd'hui bien modestes : pour une tension d'alimentation de 1 400 V, le gain ne dépassait pas 500 000 et la sensibilité anodique restait comprise entre 4 et 20 A par lumen. Ce photomultiplicateur ne fut pas industrialisé pour la simple raison que la demande était alors inexistante.

Cependant, le L.E.P. poursuivait ses recherches et, sous l'impulsion du Commissariat à l'Energie Atomique, une industrie française des photomultiplicateurs voyait le jour : actuellement, ces tubes sont fabriqués en séries importantes pour le compte de la RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C. à l'usine HYPERELEC de Brive-la-Gaillarde ; les laboratoires de la R.T.C. et de HYPERELEC prennent une grande part à leur développement.

Les principales étapes qui ont marqué les quinze années d'existence de cette industrie sont les suivantes :

— 1955 : trois types de photomultiplicateurs sont industrialisés (deux d'entre eux sont encore largement diffusés aujourd'hui).

— 1958 : apparition du premier photomultiplicateur dit « rapide » : le 56 AVP. Celui-ci et le 58 AVP, apparu en 1959, constituent toujours, après de constantes améliorations, le détecteur de base des laboratoires de physique nucléaire français et étrangers.

— 1961 : un nouveau type de dynode, dit « en coquille » est mis au point et permet de réaliser des photomultiplicateurs miniatures aux performances voisines de celles de tubes plus volumineux. De plus, la fixation de ces dynodes sur deux barres rigides permet d'obtenir des photomultiplicateurs de très grande résistance mécanique, ce qui les fait adopter, en particulier, pour l'équipement des satellites américains OGO.

— 1963 : le photomultiplicateur type XP 1020 est le premier au monde à posséder une broche anodique coaxiale, et ses performances le placent à l'avant-garde de la production mondiale.

— 1966 : mise sur le marché des photomultiplicateurs embarquables du type XP 1220 (n° de développement : PM 400), les plus légers qui existent actuellement.

Le nombre des types de photomultiplicateurs R.T.C. dépasse maintenant la centaine : les surfaces de photocathodes sont comprises entre 14 et 200 millimètres carrés, et la géométrie des multiplicateurs d'électrons est appropriée aux performances recherchées.

Cette année, à la suite des travaux du L.E.P. sur un photomultiplicateur ultra-rapide de numéro de type expérimental 238, la R.T.C. a commercialisé le P.M. XP 1210 dont les performances sont sans équivalence : gain = 10 millions pour une haute tension inférieure à 5 kV ; temps de montée avec source Cerenkow = 0,75 nanoseconde ; largeur de l'impulsion à mi-hauteur = 1,2 nanoseconde ; réponse linéaire en courant anodique = 75 mA.

Enfin, la R.T.C. propose actuellement un photomultiplicateur pouvant délivrer des impulsions de courant linéaire jusqu'à 5 A et à temps de montée de 1 nanoseconde ; un photomultiplicateur, le 56 DVP/03, à très faible bruit de fond pour la détection du carbone 14 et du tritium ; et une nouvelle famille de photomultiplicateurs embarquables, sensibles dans l'ultra-violet.

PETITE ANNONCE

717 C.

COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE

recherche

INGÉNIEURS COMMERCIAUX

POSITION 1 - 2 - 3

ayant expérience vente ordinateurs ou matériel électronique aux administrations

(réf. C 4)

INGÉNIEURS Grandes Écoles

pour FONCTIONS COMMERCIALES

vente aux administrations militaires de systèmes complexes à base ordinateurs

(réf. C 5)

Adress. C.V. dét. en précisant la référence du poste sur l'enveloppe à Monsieur FAJON, avenue Jean-Jaurès, 78-LES CLAYES-SOUS-BOIS.

TABLE DES MATIÈRES

I. – CLASSEMENT PAR THÈMES

Colloque Récepteurs hyperfréquence à faible bruit :		
Généralités — diodes et transistors	n° 478	JAN
Masers	n°s 478 et 479	JAN FÉV
Amplificateurs paramétriques — antennes et radio-astronomie	n° 479	FÉV
Composants	480-81	MAR/AVR
L'Enseignement de l'Electronique et l'Electronique au service de l'Enseignement, en France	n° 482	MAI
Vue d'ensemble de l'Electronique Française (n° Exposition de Montréal)	n° 483	JUIN
Dispositifs MOS	484-85	J.AO
Optique non linéaire	484-85	J.AO
Compte rendu Salon des Composants	n° 483	JUIN
— Salon de l'Electroacoustique	484-85	J.AO
— Mesucora	n° 483 et 486	JUIN SEPT
La Télévision en couleur	n° 486	SEPT
XV[e] Assemblée Générale de l'URSI	n° 487	OCT
Colloque international sur l'Electronique et l'Espace	n° 488	NOV
Instrumentation nucléaire	488 *bis*	NOV
Télémesures PCM	n° 489	DEC

II. – CLASSEMENT PAR MATIÈRES

1. – Enseignement, Formation et Perfectionnement

L'aide de l'électronique aux handicapés physiques	E. WEYGAND	701	MAI
Un des apports de l'électronique à l'enseignement. Les machines à enseigner	A. KIRCHBERGER	669	MAI
L'apport des films dans l'enseignement de l'électronique	B. PACI	635	MAI
Les calculateurs dans l'enseignement	J.L. MOREUIL	691	MAI
Une calculatrice de démonstration à usage didactique	G. HEBENSTREIT	617	MAI
Le club des professeurs d'électronique. La maitrise EEA	X	577	MAI
Contribution à l'étude théorique des réseaux analogiques de résistances	A. JOLIVET	1334	NOV
Les cours d'électronique par correspondance à l'Electricité et Gau az de France	M. CHAPUY	626	MAI
Deux ans d'expérience de cours télévisés dans une entreprise	G. VASSALO	655	MAI
Pour un dialogue mécaniciens électroniciens	P. MESNAGE	638	MAI
Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur. Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers	J. GAULTIER	650	MAI
Dispositif électronique d'aide à l'enseignement	J. BORNE	682	MAI
L'électronique dans les IUT	X	571	MAI
Emploi de maquettes didactiques	M. FONTAINE et M. NICOLE	624	MAI
L'Enseignement de l'Electronique — L'Electronique au service de l'Enseignement — Avant-propos,	Ch. DUFOUR	568	MAI
L'Enseignement de l'Electronique en France. Structure générale — Tableau d'ensemble	X	569	MAI
L'enseignement programmé de l'électronique	A. KIRCHBERGER	628	MAI
L'enseignement des techniques numériques et de traitement de l'information	V. CORDONNIER	620	MAI
Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur	P. SOULIER	698	MAI
Une expérience de l'ORTF en matière d'éducation professionnelle des adultes. Les cours professionnels télévisés	M. KÉVORKIAN	630	MAI
Les grandes écoles d'ingénieurs	X	579	MAI
Une machine à enseigner adaptative. La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle. (Mitsi)	E.J. DIUZET	686	MAI
Méthode pédagogique adaptée à l'enseignement technique supérieur dans une grande société d'électronique	J. ORTUSI	606	MAI
Une nouvelle génération de machines pédagogiques	H. SOUBIÈS-CAMY	671	MAI
Pédagogie et télévision	R. PONTILLON	646	MAI
La polyvision	M. SOLLIMA	659	MAI
Préface du n° spécial sur l'Enseignement	P. AIGRAIN	567	MAI
Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors	J. FAGOT	587	MAI
Le recyclage en électronique	X	581	MAI
Réflexions sur les apports de l'électronique à l'enseignement	M. NOZIÈRES	644	MAI
Un système de documentation automatique à l'échelle européenne	R. DUBON	663	MAI
Des tripôles relais comme circuits actifs (ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors, etc.)	M. BUYLE-BODIN	594	MAI
L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement	M. PAGES	648	MAI

2. – Etudes scientifiques générales

L'absorption à deux photons dans les semiconducteurs	J. JERPHAGNON	969	J.AO
Absorptions à plusieurs photons optiques dans les cristaux moléculaires	J. HANUS	972	J.AO
L'absorption saturable	F. GIRES	976	J.AO
Application de la transformation de Lorentz à la solution d'un problème d'interaction d'ondes en milieu non linéaire	G. BROUSSAUD	56	JAN
Avantages de l'emploi de bobinages supraconducteurs dans un maser	J. GRANGEON	129	JAN
Le bruit dans les réseaux linéaires	J.P. POITEVIN	43	JAN
Calcul du bruit dans un amplificateur paramétrique par une méthode classique approchée, justification de la méthode par les fonctions aléatoires	Y. AYANT, R. CHICAULT	221	FEV
Comité CIG. Coopération internationale en géophysique	Mlle G. PILLET	1223	OCT
Commission I de l'URSI. Mesures et étalons radioélectriques	R. WERTHEIMER	1177	OCT
Compte rendu de Mesucora (Matériels français)		887	JUIN
(matériels étrangers)		1150	J.AO
Contribution à l'étude théorique des réseaux analogiques de résistances	A. JOLIVET	1334	NOV
Détermination et mesure des coefficients de stabilité intrinsèques des amplificateurs à admittance variable	H. BAUDRAND	69	JAN
L'étude des amplificateurs paramétriques	T.M. HYLTIN	203	FEV
Etude d'un maser à onde progressive de 8 mm de longueur d'onde	Y. de COATPONT et A. ROBERT	165	FEV
Les ferrites grenats	E.F. BERTAUT et R. PAUTHENET	1357	DEC
Influence de la stabilité du gain sur les mesures de température de bruit	J. GRANGEON	178	FEV
Méthodes modernes de synthèse des réseaux de lignes de transmission	H.J. CARLIN		
1re Partie : Synthèse des circuits à lignes en cascade à partir de la matrice de répartition		8	JAN
2e Partie : Synthèse directe des structures de lignes de transmission passe-bande		20	JAN
Le microscope électronique à 1,5 million de volts du Laboratoire d'Optique Electronique du CNRS Toulouse	F. DUPOUY et F. PERRIER	731	JUIN
Les ondes de spin stationnaires dans les couches minces ferromagnétiques	A.J. BERTEAUD	913	J.AO
Propriétés optiques non linéaires du tellure	NGUYEN VAN TRAN	965	J.AO
Réalisation d'un ensemble d'enregistrement et d'exploitation statistique de mesures physiques	R. OLLIVIER et J.C. QUERO (Correspondance)	1227	OCT
Réalisation d'un maser à onde progressive à large bande en ondes centimétriques	A. NIZERY et B. LORIOU	121	JAN

Recherches et réalisations françaises dans le domaine du laser ..... G. ERNEST 771 JUIN
Relations énergétiques extrémales et stabilité d'un multipôle actif non réciproque... H. BAUDRAND 77 JAN
Relations entre signaux et bruits dans les voies photoniques de communication optique à modulation d'impulsions ..... V.J. MAKKAVEYEV 503 MAR/AVR
Résonateurs à lignes non uniformes ..... J.Cl. MATHEAU 91 JAN
Synthèse des résultats sur le colloque de Toulouse 1967. Action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs ..... F. CAMBOU, Y. GERVAIS de LAFOND 1277 NOV
Transmission d'une image de télévision sur un faisceau laser à 10,6 microns .. J. DONJON, J.P. HAZAN, R. LE PAPE et G. MARIE (correspondance) 1148 SEPT
Des tripôles relais comme circuits actifs (ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors, etc.) M. BUYLE-BODIN 594 MAI

3. — Physique de l'État solide

Avantages de l'emploi de bobinages supraconducteurs dans un maser ..... J. GRANGEON 129 JAN
Le bruit dans les réseaux linéaires ..... J.P. POITEVIN 43 JAN
Conception et réalisation d'une logique DTL ..... M. BRUNET, C. CHAPRON 410 MAR/AVR
Contribution à l'étude de nouveaux dispositifs à ferrite en hyperfréquence ..... B. CHIRON 743 JUIN
Convertisseur statique alternatif à thyristors. Détermination des éléments de puissance .. C. FOULARD 444 MAR/AVR
Déphaseurs digitaux à ferrites en hyperfréquences .....G. PIRCHER et L. DUSSON 1368 DEC
Description de l'environnement spatial : illustration de ses effets sur les matériaux ..... J.F. FAUGÈRE, C. ELBAZ 1263 NOV
Diffusion dans les semiconducteurs par entraînement d'une impureté en phase gazeuse .. G. RATCLIFF 402 MAR/AVR
Les dispositifs à haute impédance à l'état solide ..... J.P. OEMICHEN 470 MAR/AVR
Effets des radiations sur les dispositifs M.O.S. ..... Ph. GLOTIN 950 J.AO
L'étude des amplificateurs paramétriques ..... T.M. HYLTIN 203 FEV
Etude d'un maser à onde progressive de 8 mm de longueur d'onde .. Y. de COATPONT et A. ROBERT 165 FEV
Etude et réalisation d'un maser à cavité fonctionnant à 4 mm ..... A. MOLÉ et M. SOUTIF 183 FEV
Etude d'un transistor très haute fréquence ..... J. BELMAS, J.P. PESTIE 368 MAR/AVR
Les ferrites grenats ..... E.F. BERTAUT et R. PAUTHENET 1357 DEC
Fréquence de coupure ..... M. ARCISZEWSKI 351 MAR/AVR
Fréquence de coupure haute des montages usuels à transistors ..... J. PIGNARD 457 MAR/AVR
Mise en évidence de caractères d'anisotropie présentés par les couches anodiques d'oxyde de tantale et de titane ..... Ph. JOURDAIN, J. POMPEI 382 MAR/AVR
Sur la nature et les propriétés de couches minces diélectriques préparées par oxydation anodique de titane, de tantale et de niobium ..... F. KOVER et M.J. MUSSELIN 375 MAR/AVR
Nouvel aspect de l'intégration à une large échelle ..... H. WOLF et K. GREENOUGH 418 MAR/AVR
Piézorésistivité d'éléments diffusés en silicium ..... M. GRANVEAUD, P. MALSAN 392 MAR AVR
Principes physiques de fonctionnement des dispositifs métal oxyde semiconducteur .... J. GROSVALET 937 J.AO
Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors J. FAGOT 587 MAI
Propriétés des ferrites utilisées dans les déphaseurs hyperfréquences .... A. VASSILIEV et A. LAGRANGE 1360 DEC
Réalisation d'un maser à onde progressive à large bande en ondes centimétriques ..... A. NIZERY et B. LORIOU 121 JAN
Quelques recherches du laboratoire de magnétisme et de physique du solide du CNRS à Bellevue Ch. GUILLAUD, M. RODOT, R. VAUTIER 740 JUIN

4. — Tubes électroniques

Conception d'une nouvelle caméra de télévision en couleur ..... R. CAMEN 1069 SEPT
La fabrication des tubes de télévision à masque perforé à la Radiotechnique Coprim RTC (correspondance) ..... 1145 SEPT
Un nouveau tube image pour la télévision en couleur ..... P. BONVALOT 1089 SEPT
Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors J. FAGOT 587 MAI
Stabilisation de fréquence pour klystron réflex utilisant un modulateur à diode varactor ..... J.P. PELLISSIER et G. MESNARD (correspondance) 979 J.AO

5. — Composants électroniques

Application des éléments à effet de champ à grille isolée .... A. SEV 954 J.AO
Automatisation de la fabrication et du test des circuits micromodules à l'usine IBM France de Corbeil Essonnes ..... Y. POUPON, J.F. MÉGROT 929 J.AO
Capteur de pression subminiature à basse impédance par association avec un statistor .... G. FAURE 963 J.AO
Circuits intégrés à transistors M.O.S. ..... J. BOREL, J. LACOUR, M. VERDONE 944 J.AO
Composants électroniques et spécification CTTU ..... Colonel LEHOUX 904 JUIN
Compte rendu du Salon des composants électroniques et de Mesucora (matériels français)..... 868 JUIN
(matériels étrangers)..... 1150 SEPT
Conception et réalisation d'une logique DTL ..... M. BRUNET, C. CHAPRON 410 MAR/AVR
Condensateurs « Cerfeuil ». Procédés de réalisation et caractéristiques électriques ..... par MM. FRAPPART, KAMM et PASTEAU (Correspondance) 524 MAR/AVR
Les disciplines de conception des équipements spatiaux ..... H. LOW et J.R. GOODYKOONTZ 1255 NOV
Les dispositifs à haute impédance à l'état solide ..... J.P. OEMICHEN 470 MAR/AVR
Effets des radiations sur les dispositifs M.O.S. ..... Ph. GLOTIN 950 J.AO
L'électronique dans un lanceur spatial : conditions d'ambiance, choix et utilisation des composants D. NEVEU-LEMAIRE 1300 NOV
Filtres actifs RC réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés.... G.F. SABBADINI, G.M. RIVA 427 MAR/AVR
Fréquence de coupure haute des montages usuels à transistors ..... J. PIGNARD 457 MAR/AVR
Mémoire magnétique à gaufre..... TRAN VAN KAI, P. MUNIER 436 MAR/AVR

Microcircuits en couches minces Alcatel	(correspondance)	515	MAR/AVR
Nouvel aspect de l'intégration à une large échelle	H. Wolf et K. Greenough	418	MAR/AVR
Principes physiques de fonctionnement des dispositifs métal oxyde semiconducteur	J. Grosvalet	937	J.AO
Production de caches photographiques pour circuits intégrés à films minces	(correspondance) R.C. Ingraham	512	MAR/AVR
Les retombées spatiales : exemple d'une Société industrielle	R. Musson-Genon, P. Bizouard	1331	NOV
Selection unitaire de composants à usage spatial pour le satellite D_2	H. Benbabis, H. Eljarrat	1305	NOV
Les semiconducteurs à effet de champ élaborés en technologie MOS	(correspondance) D. Poughon et B. Didillon	516	MAR/AVR
Transistors « enrobés plastique » pour circuits intégrés hybrides (réalisation et fiabilité)	R. Cochain, D. Henri, J.P. Rioult	349	MAR/AVR
Les transistors plans silicium à protection métallique	R. Carton, E. Tonnel	358	MAR/AVR
Utilisation des transistors M.O.S.	J.P. Oehmichen	959	J.AO

6. — Propagation des ondes

Amplificateurs paramétriques à grande stabilité de gain pour la radioastronomie	J. Delannoy et J.C. Ribes	192	FEV
Bruits cosmiques en micro-ondes	A. Boischot	252	FEV
Le bruit radioélectrique dans l'espace.	J.L. Steinberg	1269	NOV
Commission II de l'URSI. Radioélectricité et troposphère.	P. Misme et A. Robert	1182	OCT
Commission IV de l'URSI. Magnétosphère. Perturbations radioélectriques d'origine terrestre.	J. Delloue et M. Garnier	1192	OCT
Commission V de l'URSI. Radioastronomie	X	1197	OCT
Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits.	E. Roubine, M. Bouix, R. Gendrin, J. Lochard M. Thué	1199	OCT
Description de l'environnement spatial : illustration de ses effets sur les matériaux	J.F. Faugère, C. Elbaz	1263	NOV
L'ensemble récepteurs-antennes en radioastronomie	E.J. Blum	299	FEV
Influence des facteurs de propagation sur la température de bruit d'un récepteur aux hyperfréquences	M. Thué et J. Vogt	294	FEV
Sources primaires pour le grand radiotélescope de Nançay	F. Biraud	302	FEV
Synthèse du colloque sur l'électronique et l'espace.	J.P. Causse	1252	NOV

7. — Électro-acoustique — Enregistrement des sons

L'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz sur supports bon marché	J. Périlhou, M. Auphan, D. Taupin	483	MAR/AVR
Salon International de l'électroacoustique 1967		992	J.AO

8. — Télécommunications — Radiodiffusion — Télévision

Amplificateur à faible bruit de la station au sol de Fucino	F. Carassa, et G.B. Stracca	235	FEV
Analyseur de diapositives T.H.T. 2 100 et télécinémas T.H.T. 2 300 et T.H.T. 2 301 pour la télévision en couleur	M. Favreau	1074	SEPT
Le bruit radioélectrique dans l'espace	J.L. Steinberg	1269	NOV
Codeur et décodeur pour le système SECAM	G. Melchior	1111	SEPT
Comité S.R.R. Recherches radioélectriques spatiales	M. Thué	1219	OCT
Commission I de l'URSI, Mesures et étalons radioélectriques	R. Wertheimer	1177	OCT
Commission IV de l'URSI. Magnétosphère. Perturbations radioélectriques d'origine terrestre	J. Delloue et M. Garnier	1192	OCT
Commission VII de l'URSI. Radioélectronique	M.Y. Bernard	1211	OCT
Conception d'une nouvelle caméra de télévision en couleur	R. Cahen	1069	SEPT
Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur. Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers	J. Gaultier	650	MAI
Distorsion par phase différentielle dans le système de télévision en couleur SECAM	Z. Sobotka	1116	SEPT
Distribution de programmes noir et blanc et couleur par émetteur TV-2e chaîne réalisé par Labinal.	(correspondance)	1143	SEPT
L'enregistrement magnétique des signaux de télévision en couleur	C. Akrich	1124	SEPT
L'équipement de la Télévision en couleur à l'Office de Radiodiffusion Télévision Française	L. Goussot	1017	SEPT
Une expérience de l'ORTF en matière d'éducation professionnelle des adultes. Les cours profesionnels télévisés	M. Kévorkian	630	MAI
La fabrication des tubes de télévision à masque perforé à la Radiotechnique Coprim RTC	(correspondance)	1145	SEPT
Fidélité de la reproduction des couleurs en télévision	M. Rémy	1029	SEPT
Le film en couleur et son utilisation à la télévision	R. Buffard	1046	SEPT
L'illuminant et l'ambiance pour un récepteur de télévision en couleur	P. Mouchel	1041	SEPT
Liaison à 120+120 voies téléphoniques le long d'un pipe-line saharien	C. Chalhoub, R. Migeon, S. Talmasky	805	JUIN
Les matériels extensibles, leurs applications aux télécommunications	A. Tarassoff, J. Ducamus, C. Ribeyre	815	JUIN
Un nouveau tube image pour la télévision en couleur	P. Bonvalot	1089	SEPT
Optimalisation des paramètres du système de télévision en couleur SECAM	J. Fagot	1094	SEPT
L'ORTF à l'exposition universelle de Montréal 1967	J. Viénot	761	JUIN
La polyvision	M. Sollima	659	MAI
Le premier car de reportage de télévision en couleur de l'ORTF	L. Mignot	1129	SEPT
Les réalisations du Centre National d'Etudes des Télécommunications en commutation électronique	P. Marzin	749	JUIN

Relations entre signaux et bruits dans les voies photoniques de communication optique à modulation d'impulsions	V.J. MAKKAVEYEV	503	MAR/AVR
Le réseau téléphonique national de la République Fédérale Mexicaine	R. SCHRAMBACH	797	JUIN
Un studio moderne pour la télévision en noir et blanc	R. CAHEN et J.L. GRUMEL	765	JUIN
Système de télécommunications et de traitement de données du module de commande du projet Apollo	A.H. WULFSBERG	1312	NOV
La technique des signaux test et le contrôle ou la mesure des caractéristiques vidéo du réseau de l'ORTF	J. GUINET	1135	SEPT
Télévision en couleur et colorimétrie, contribution des mathématiques appliquées et traitement sur ordinateur	R. GLOWINSKY	1060	SEPT
Transmission d'une image de télévision sur un faisceau laser à 10,6 microns	(correspondance) J. DONJON, J.P. HAZAN, R. LEPAPE et G. MARIE	1148	SEPT

9. — Radiodétection et localisation — Radionavigation

Amplificateur à faible bruit de la station au sol de Fucino	F. CARASSA, G.B. STRACCA	235	FEV
Amplificateurs paramétriques non dégénérés.	L. MATTHAEI	233	FEV
Une antenne à fort gain et faible température de bruit pour station de télécommunications spatiales.	P. MANDEL, G. ROGER, Y. TOCQUEC	285	FEV
Antenne lacunaire	G. Le COZ et B. ECOTIÈRE	306	FEV
Le bruit radioélectrique dans l'espace	J.L. STEINBERG	1269	NOV
Caractéristiques de systèmes amplificateurs à diode tunnel	N.E. CHASEK	84	JAN
Colloque international sur l'Electronique et l'Espace — Allocutions d'ouverture et liste des Communications		984	J.AO
Colloque international Colloque Récepteurs micro-ondes à faible bruit. Avant-propos.	R. AUBINIÈRE	7	JAN
Comité SRR. Recherches radioélectriques spatiales	M. THUÉ	1219	OCT
Commission VII de l'URSI. Radioélectronique	M.Y. BERNARD	1211	OCT
Conception et réalisation d'amplificateurs à diodes tunnel en hyperfréquences	Mme B. VAUTEY	105	JAN
Conditionnement du message de télémesure PCM	J. DUPRAZ et T.A. HAWKES	1392	DEC
Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial	P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. du PAZZIS	1272	NOV
Description de l'environnement spatial : illustration de ses effets sur les matériaux	J.F. FAUGÈRE et C. ELBAZ	1263	NOV
Détection et défense basse altitude	Y. FOUCHÉ, H. Le TACON, J. VILLEPELET	860	JUIN
Détermination et mesure des coefficients de stabilité intrinsèques des amplificateurs à admittance variable	H. BAUDRAND	69	JAN
Discriminateur de sources de radiations rectangulaires et circulaires de grande étendue au moyen d'antennes radiométriques	E. SCHANDA	277	FEV
	(corrigendum)	983	J.AO
Dispositif de traitement de l'information donnant les performances optimales d'un radar Doppler	J.M. COLIN	855	JUIN
L'électronique dans un lanceur spatial : conditions d'ambiance, choix et utilisation des composants	D. NEVEU-LEMAIRE	1300	NOV
Equipements de télémesure des satellites européens ESRO 1, HEOS A, TD 1 et TD 2	W. KOREICHO, J.L. LAVOISARD	786	JUIN
L'étude des amplificateurs paramétriques	T.M. HYLTIN	203	FEV
Eurocontrol. Le Centre expérimental d'Eurocontrol à Brétigny	(correspondance)	313	FEV
Les largeurs spectrales des liaisons de télémesure PCM	J. DUPRAZ	1379	DEC
La liaison téléphonique et le système de données pour le module de commande « Apollo »	A.H. WULFSBERG	1312	NOV
Mélangeur banalisé pour récepteur de bruit micro-ondes	J. MUNIER et C. POMOT	111	JAN
Mélangeur paramétrique à double pompe pour antenne de réception faible bruit à multipinceaux	C. VERGNOLLE	241	FEV
« Œdipe », décommutateur pour télémesures par impulsions codées	P. ANGLADE, J. GIRAULT et T.A. HAWKES	1414	DEC
Optimisation d'une antenne froide par l'emploi de sources multimodes	S. DRABOWITCH	281	FEV
Précision et rapidité dans les systèmes de localisation de véhicules spatiaux	J. SAINT-ETIENNE	1318	NOV
Réalisation d'un maser à onde progressive à large bande en ondes centimétriques	A. NIZERY et B. LORIOU	121	JAN
Réduction de la consommation dans les équipements de télémesure pour satellites	P. DURAND	1287	NOV
Le réseau radar australien	J. MERLIER, J.J. THÉVENIN	843	JUIN
Le rôle de l'électronique dans la conception, le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial	A. DAUGUET	1295	NOV
Les satellites du programme Diamant	M. BIGNIER	778	JUIN
Synchronisation de format des télémesures PCM	T.A. HAWKES	1403	DEC
Synthèse du colloque sur l'électronique et l'espace	J.P. CAUSSE	1252	NOV
Systèmes de télémesure à faible consommation	J.L. LAVOISARD	1291	NOV
Techniques nouvelles des antennes en radiométrie hertzienne	E. SPITZ	266	FEV
Traitement de l'information pour les satellites scientifiques de la NASA	E.J. HABIB	1322	NOV

10. — Calculateurs électroniques — Automatisations

Un des apports de l'électronique à l'enseignement. Les machines à enseigner	A. KIRCHBERGER	669	MAI
Les calculateurs dans l'enseignement	J.L. MOREUIL	691	MAI
Une calculatrice de démonstration à usage didactique	G. HEBENSTREIT	617	MAI
La commande centralisée du métro de Montréal	Ch. MAGNIEN	824	JUIN
Commande numérique directe de nombreux organes d'action par un calculateur central	C.J. VERNHES	830	JUIN
Comparaison de quelques procédés de conversion analogique numérique. Résultats obtenus sur un analyseur du type Wilkinson à grand nombre de canaux	P. GOULÉE	1378	NOV *bis*

Compte rendu sommaire des journées de la SFER sur l'utilisation des calculateurs en physique nucléaire	X	1395	NOV *bis*
Contrôle commande du réacteur Essor du CEN d'Ispra	C. di Giacomo	837	JUIN
Conversion analogique numérique	A. Boyer, G. Hanus, Y. Martinez	920	J.AO
Dispositif électronique d'aide à l'enseignement	J. Borne	683	MAI
Dispositif de traitement de l'information donnant les performances optimales d'un radar Doppler	J.M. Colin	855	JUIN
L'enseignement des techniques numériques et de traitement de l'information	V. Cordonnier	620	MAI
Les équipements de téléinformation T.R.T.	(correspondance)	138	JAN
Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur	P. Soulier	698	MAI
Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique numérique à composition de poids	G. André, L. Bloquet, J.C. Brun, A. Hrisoho	1372	NOV *bis*
Une machine à enseigner adaptative. La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle (Mitsi)	E.J. Diuzet	686	MAI
Mémoire magnétique à gaufre.	Tran Van Kai, P. Munier	436	MAR/AVR
Une nouvelle génération de machines pédagogiques	H. Soubiès-Camy	671	MAI
L'ordinateur CAE 10 070 à usages multiples	M. Dumailly (correspondance)	139	JAN
Système de télécommunications et de traitement de données du module de commande du projet Apollo	A.H. Wulfsberg	1312	NOV
Un système de documentation automatique à l'échelle européenne	E. Dubon	663	MAI
Télévision en couleur et colorimétrie, contribution des mathématiques appliquées et traitement sur ordinateur	R. Glowinsky	1060	SEPT
Traitement de l'information pour les satellites scientifiques de la NASA	E.J. Habib	1322	NOV
L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement	M. Pages	648	MAI

11. — Électronique nucléaire et corpusculaire

Amplificateurs pour spectrométrie nucléaire	J.J. Samueli, J.C. Balland, J. Pigneret, A. Sarazin	1357	NOV *bis*
Comparaison de quelques procédés de conversion analogique numérique. Résultats obtenus sur un analyseur du type Wilkinson à grand nombre de canaux	P. Goulée	1378	NOV *bis*
Compte rendu sommaire des journées S.F.E.R. sur l'utilisation des calculateurs en physique nucléaire		1395	NOV *bis*
Compte rendu du symposium sur les anneaux de collision	(correspondance)	134	JAN
Contrôle commande du réacteur Essor du CEN d'Ispra	C. di Giacomo	837	JUIN
Les détecteurs nucléaires au Salon des Composants		996	J.AO
L'électronique nucléaire au C.E.A. Réalisations et perspectives	M. Doireau	724	JUIN
Essais d'un générateur thermoélectrique à radioisotopes	(correspondance) M. Ocio, M. Vandevyver et H. Albany	981	J.AO
Journées d'étude sur l'électronique industrielle au CEN Saclay. Décembre 1966	(correspondance)	136	JAN
Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique-numérique à composition de poids	G. André, L. Bloquet, J.C. Brun, A. Hrisoho	1372	NOV *bis*
Mesures de linéarité différentielle	V. Goursky, H. Guillon	1385	NOV *bis*
Préamplificateur de charges à haute résolution	G. Libs	1368	NOV *bis*
Résolution d'un préamplificateur à transistor à effet de champ dans une chaine de spectrométrie	J. Freycenon, G. de Rosny	1363	NOV *bis*

12. — Électronique biologique et médicale

(Néant)

13. — Divers

L'aide de l'électronique aux handicapés physiques	E. Weygand	701	MAI
A propos des antennes collectives	R. Brochut (correspondance)	525	MAR/AVR
Assemblée générale ordinaire de la SFER		529	MAR/AVR
La XV[e] Assemblée générale de l'URSI	A. Angot	1173	OCT
Colloque international sur l'Electronique et l'Espace. Allocutions d'ouverture et liste des communications		984	J.AO
Colloque international sur l'Électronique et l'Espace. Avant propos	E. Aubinière	1251	NOV
Pour un dialogue mécaniciens-électroniciens	P. Mesnage	638	MAI
Les Médailles Blondel 1967	Duc L. de Broglie	1229	OCT
Problèmes électroniques en horlogerie	J. Jouannic	497	MAR/AVR
Les retombées spatiales : exemple d'une Société industrielle	R. Musson-Genon, et P. Bizouard	1331	NOV
Synthèse du colloque sur l'électronique et l'espace	J.P. Causse	1252	NOV
Trois nouveaux organismes de recherches sont créés en France	(correspondance)	137	JAN
L'Union Radioscientifique Internationale, Introduction au numéro spécial	M. Ponte	1171	OCT

III. - CLASSEMENT PAR AUTEURS

AIGRAIN P.	Préface du n° spécial sur l'Enseignement	567	MAI
AKRICH C.	L'enregistrement magnétique des signaux de télévision en couleur	1124	SEPT
ANDRÉ G.	Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique numérique à composition de poids *co-auteurs* : L. BLOQUET, J.C. BRUN et A. HRISOHO	1372	NOV *bis*
ANGLADE P.	« Œdipe », décommutateur pour télémesures par impulsions codées *co-auteurs* : J. GIRAULT et T.A. HAWKES	1414	DEC
ANGOT A.	La XV^e^ Assemblée générale de l'URSI	1173	OCT
ARCISZEWSKI M.	Fréquence de coupure	351	MAR/AVR
AUBINIÈRE R.	Colloque International Récepteurs micro-ondes à faible bruit. Avant-propos	7	JAN
AUBINIÈRE L.	Colloque international sur l'Electronique et l'Espace. Avant propos	1251	NOV
AUPHAN M.	L'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz sur support bon marché *co-auteurs* : J. PÉRILHOU et D. TAUPIN	483	MAR/AVR
AYANT Y.	Calcul du bruit dans un amplificateur paramétrique par une méthode classique approchée, justification de la méthode par les fonctions aléatoires *co-auteur* : R. CHICAULT	221	FEV
BALLAND J.C.	Amplificateurs pour spectrométrie nucléaire *co-auteurs* : J.J. SAMUELI, J. PIGNERET et A. SARAZIN	1357	NOV *bis*
BAUDRAND M.	Détermination et mesure des coefficients de stabilité intrinsèques des amplificateurs à admittance variable	69	JAN
BAUDRAND M.	Relations énergétiques extrémales et stabilité d'un multi pôle actif non réciproque	77	JAN
BELMAS J.	Etude d'un transistor très haute fréquence *co-auteur* : J.P. PESTIE	368	MAR/AVR
BENBADIS H.	Sélection unitaire de composants à usage spatial pour le satellite D2 *co-auteur* : H. ELJARRAT	1305	NOV
BERNARD M.Y.	Commission VII de l'URSI. Radioélectronique	1211	OCT
BERTAUT E.F.	Les ferrites grenats *co-auteur* : R. PAUTHENET	1357	DEC
BERTEAUD A.J.	Les ondes de spin stationnaires dans les couches minces ferromagnétiques	913	J.AO
BIGNIER M.	Les satellites du programme Diamant	778	JUIN
BIRAUD F.	Sources primaires pour le grand radiotélescope de Nançay	302	FEV
BIZOUARD P.	Les retombées spatiales : exemple d'une Société industrielle *co-auteur* : M. MUSSON-GENON	1331	NOV
BLOQUET L.	Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique numérique à composition de poids *co-auteurs* : G. ANDRÉ, J.C. BRUN et A. HRISOHO	1372	NOV *bis*
BLUM E.J.	L'ensemble récepteurs-antennes en radioastronomie	299	FEV
BOISCHOT A.	Bruits cosmiques en micro-ondes	252	FEV
BONVALOT P.	Un nouveau tube image pour la télévision en couleur	1089	SEPT
BOREL J.	Circuits intégrés à transistors M.O.S. *co-auteurs* : J. LACOUR, M. VERDONE	944	J.AO
BORNE J.	Dispositif électronique d'aide à l'enseignement	682	MAI
BOUIX M.	Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits *co-auteurs* : E. ROUBINE, R. GENDRIN, J. LOCHARD, M. THUÉ	1199	OCT
BOYER A.	Conversion analogique numérique *co-auteurs* : G. HANUS, Y. MARTINEZ	920	J.AO
BROUSSAUD G.	Application de la transformation de Lorentz à la solution d'un problème d'interaction d'ondes en milieu non linéaire	56	JAN
BRUN J.C.	Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique numérique à composition de poids *co-auteurs* : G. ANDRÉ, L. BLOQUET et A. HRISOHO	1372	NOV *bis*
BRUNET M.	Conception et réalisation d'une logique DTL.. *co-auteur* : C. CHAPRON	410	MAR/AVR
BUFFARD R.	Le film en couleur et son utilisation à la télévision	1046	SEPT
BUYLE-BODIN M.	Des tripôles relais comme circuits actifs (ou de l'unité fonctionnelle des tubes, transistors etc.)	594	MAI
CAHEN R.	Un studio moderne pour la télévision en noir et blanc *co-auteur* : J.L. GRUMEL	765	JUIN
CAHEN R.	Conception d'une nouvelle caméra de télévision en couleur	1069	SEPT
CAMBOU F.	Synthèse des résultats sur le colloque de Toulouse 1967. Action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs *co-auteur* : Y. GERVAIS de LAFOND	1277	NOV
CARASSA F.	Amplificateur à faible bruit de la station au sol de Fucino *co-auteur* : G. B. STRACCA	235	FEV
CARLIN M.J.	Méthodes modernes de synthèse des réseaux de lignes de transmission 1^re^ Partie : Synthèse des circuits à lignes en cascade à partir de la matrice de répartition	8	JAN
	2^e^ Partie : Synthèse directe des structures de ligne de transmission passe-bande	20	JAN
CARTON R.	Les transistors plans silicium à protection métallique *co-auteur* : E. TONNEL	358	MAR/AVR
du CASTEL F.	Commission III de l'URSI. Ionosphère	1185	OCT
CAUSSE J.P.	Synthèse du colloque sur l'électronique et l'espace	1252	NOV
CHALHOUB C.	Liaison à 120 + 120 voies téléphoniques le long d'un pipe-line saharien *co-auteurs* : R. MIGEON, S. TALMASKY	805	JUIN
CHAPRON C.	Conception et réalisation d'une logique DTL.. *co-auteur* : M. BRUNET	410	MAR/AVR
CHAPUY M.	Les cours d'électronique par correspondance à l'Electricité et au gaz de France	626	MAI
CHASLE N.E.	Caractéristiques de systèmes amplificateurs à diode tunnel	84	JAN
CHICAULT R.	Calcul du bruit dans un amplificateur paramétrique par une méthode classique approchée, justification de la méthode par les fonctions aléatoires.. *co-auteur* : Y. AYANT	221	FEV

CHIRON B.	Contribution à l'étude de nouveaux dispositifs à ferrite en hyperfréquence ..	743	JUIN
de COATPONT Y.	Etude d'un maser à onde progressive de 8 mm de longueur d'onde ..... *co-auteur* : A. ROBERT	165	FEV
COCHAIN R.	Transistors « enrobés plastique » pour circuits intégrés hybrides (réalisation et fiabilité)..... *co-auteurs* : D. HENRI, J.P. RIOULT	349	MAR/AVR
COLIN J.M.	Dispositif de traitement de l'information donnant les performances optimales d'un radar Doppler	855	JUIN
CORDONNIER V.	L'enseignement des techniques numériques et de traitement de l'information	620	MAI
DAUGUET A.	Le rôle de l'électronique dans la conception. Le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial	1295	NOV
DELANNOY J.	Amplificateurs paramétriques à grande stabilité de gain pour la radioastronomie ..... *co-auteur* : J.C. RIBES	192	FEV
DELLOUE J.	Commission IV de l'URSI. Magnétosphère. Perturbations radioélectriques d'origine terrestre .....*co-auteur* : M. GARNIER	1192	OCT
DIUZET E.J.	Une machine à enseigner adaptative. La monitrice d'instruction technique et scientifique individuelle (Mitsi)	686	MAI
DOIREAU M.	L'électronique nucléaire au C.E.A. Réalisations et perspectives	724	JUIN
DRABOWITCH S.	Optimisation d'une antenne froide par l'emploi de sources multimodes.....	281	FEV
DUBON R.	Un système de documentation automatique à l'échelle européenne	663	MAI
DUCAMUS	Les matériels extensibles, leurs applications aux télécommunications..... *co-auteurs* : A. TARASSOFF, C. RIBEYRE	815	JUIN
DUFOUR Ch.	L'Enseignement de l'Electronique — l'Electronique au service de l'Enseignement — Avant-propos	568	MAI
DUPOUY G.	Le microscope électronique à 1,5 million de volts du Laboratoire d'Optique Electronique du CNRS Toulouse ..... *co-auteur* : F. PERRIER	724	JUIN
DUPRAZ J.	Les largeurs spectrales des liaisons de télémesure PCM	1379	DEC
DUPRAZ J.	Conditionnement du message de télémesure PCM. *co-auteur* : T.A. HAWKES	1392	DEC
DURAND P.	Réduction de la consommation dans les équipements de télémesure pour satellites	1287	NOV
DUSSON L.	Déphaseurs digitaux à ferrites en hyperfréquences. *co-auteur* : G. PIRCHER	1368	DEC
ECOTIÈRE B.	Antenne lacunaire ..... *co-auteur* : G. Le COZ	306	FEV
ELBAZ C.	Description de l'environnement spatial : illustration de ses effets sur les matériaux ..... *co-auteur* : J.F. FAUGÈRE	1263	NOV
FLJARRAT H.	Sélection unitaire de composants à usage spatial pour le satellite D2..... *co-auteur :* H. BENBADIS	1305	NOV
ERNEST G.	Recherches et réalisations françaises dans le domaine du laser	771	JUIN
FAGOT J.	Un problème pédagogique : l'unification des enseignements sur les tubes à vide et les transistors	587	MAI
FAGOT J.	Optimalisation des paramètres du système de télévision en couleur SECAM	1094	SEPT
FAUGÈRE J.F.	Description de l'environnement spatial : illustration de ses effets sur les matériaux ..... *co-auteur* : C. ELBAZ	1263	NOV
FAURE G.	Capteur de pression subminiature à basse impédance par association avec un statistor	963	J.AO
FAVREAU M.	Analyseur de diapositives T.H.T. 2 100 et télécinémas T.H.T. 2 300 et T.H.T. 2 301 pour la télévision en couleur	1074	SEPT
FONTAINE M.	Emploi de maquettes didactiques ..... *co-auteur* : M. NICOLE	624	MAI
FOUCHÉ Y.	Détection et défense basse altitude ..... *co-auteurs* : H. Le TACON et J. VILLEPELET	860	JUIN
FOULARD C.	Convertisseur statique alternatif à thyristors. Détermination des éléments de puissance	444	MAR/AVR
FREYCENON J.	Résolution d'un préamplificateur à transistor à effet de champ dans une chaîne de spectrométrie ..... *co-auteur* : G. de ROSNY	1363	NOV *bis*
GARNIER M.	Commission IV de l'URSI. Magnétosphère. Perturbations radioélectriques d'origine terrestre ..... *co-auteur* : J. DELLOUE	1192	OCT
GAULTIER J.	Diffusion des cours par télévision au niveau de l'enseignement supérieur. Expériences réalisées au Conservatoire National des Arts et Métiers	650	MAI
GENDRIN R.	Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits ..... *co-auteurs* : E. ROUBINE, M. BOUIX, J. LOCHARD, M. THUÉ	1199	OCT
GERVAIS de LAFOND Y.	Synthèse des résultats sur le colloque de Toulouse 1967. Action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs .... *co-auteur* : F. CAMBOU	1277	NOV
di GIACOMO C.	Contrôle commande du réacteur Essor du CEN d'Ispra	837	JUIN
GIRAULT J.	« Œdipe », décommutateur pour télémesures par impulsions codées ..... *co-auteurs* : P. ANGLADE et T.A. HAWKES	1414	DEC
GIRES F.	L'absorption saturable	976	J.AO
GLOTIN Ph.	Effets des radiations sur les dispositifs M.O.S.	950	J.AO
GLOWINSKI R.	Télévision en couleur et colorimétrie, contribution des mathématiques appliquées et traitement sur ordinateur	1060	SEPT
GOODYKOONTZ J.R.	Les disciplines de conception des équipements spatiaux *co-auteur :* H. LOW	1255	NOV
GOULÉE P.	Comparaison de quelques procédés de conversion analogique numérique. Résultats obtenus sur un analyseur du type Wilkinson à grand nombre de canaux	1378	NOV *bis*
GOURSKI V.	Mesures de linéarité différentielle ..... *co-auteur* : H. GUILLON	1385	NOV *bis*
GOUSSOT L.	L'équipement de la télévision en couleur à l'Office de Radiodiffusion Télévision Française	1017	SEPT
GRAFF B.	Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial .. *co-auteurs* : P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. de PAZZIS	1272	NOV
GRANGEON J.	Avantages de l'emploi de bobinages supraconducteurs dans un maser	129	JAN
GRANGEON J.	Influence de la stabilité du gain sur les mesures de température de bruit	178	FEV
GRANVEAUD M.	Piézorésistivité d'éléments diffusés en silicium ..*co-auteur* : P. MALSAN	392	AVR/MAR
GREENOUGH K.	Nouvel aspect de l'intégration à une large échelle ..*co-auteur* : H. WOLF	418	MAR/AVR

GROSVALET J.	Principes physiques de fonctionnement des dispositifs métal-oxyde-semiconducteur	937	J.AO
GRUMEL J.L.	Un studio moderne pour la télévision en noir et blanc *co-auteur* : R. CAHEN	765	JUIN
GUILLAUD Ch.	Quelques recherches du laboratoire de magnétisme et de physique du solide du CNRS à Bellevue *co-auteurs* : M.RODOT, R. VAUTIER	740	JUIN
GUILLON H.	Mesures de linéarité différentielle *co-auteur* : V. GOURSKY	1385	NOV *bis*
GUINET J.	La technique des signaux test et le contrôle ou la mesure des caractéristiques vidéo du réseau de l'ORTF	1135	SEPT
HABIB E.T.	Traitement de l'information pour les satellites scientifiques de la NASA	1322	NOV
HANUS G.	Conversion analogique numérique *co-auteurs* : A. BOYER et Y. MARTINEZ	920	J.AO
HANUS J.	Absorption à plusieurs photons optiques dans les cristaux moléculaires	972	J.AO
HAWKES T.A.	Conditionnement du message de télémesure PCM. *co-auteur* : J. DUPRAZ	1392	DEC
HAWKES T.A.	Synchronisation de format des télémesures PCM	1403	DEC
HAWKES T.A.	« Œdipe », décommutateur pour télémesures par impulsions codées *co-auteurs* : P. ANGLADE et J. GIRAULT	1414	DEC
HEBENSTREIT G.	Une calculatrice de démonstration à usage didactique	617	MAI
HENRI D.	Transistors « enrobés plastique » pour circuits intégrés hybrides (réalisation et fiabilité) *co-auteurs* : R. COCHAIN et J.P. RIOULT	349	MAR/AVR
HRISOHO A.	Linéarité intégrale et différentielle d'un convertisseur analogique numérique à composition de poids *co-auteurs* : G. ANDRÉ, L. BLOQUET et J.C. BRUN	1372	NOV *bis*
HYLTIN T.M.	L'étude des amplificateurs paramétriques	203	FEV
JERPHANION J.	L'absorption à deux photons dans les semiconducteurs	969	J.AO
JOLIVET A.	Contribution à l'étude théorique des réseaux analogiques de résistances	1334	NOV
JOUANNIC J.	Problèmes électroniques en horlogerie	497	MAR/AVR
JOURDAIN Ph.	Mise en évidence de caractères d'anisotropie présentés par les couches d'oxydes anodiques de tantale et de titane *co-auteur* : J. POMPEI	382	MAR/AVR
KEVORKIAN M.	Une expérience de l'ORTF en matière d'éducation professionnelle des adultes. Les cours professionnels télévisés	630	MAI
KIRCHBERGER A.	L'enseignement programmé de l'électronique	628	MAI
KIRCHBERGER A.	Un des apports de l'électronique à l'enseignement. Les machines à enseigner	669	MAI
KOREICHO W.	Equipements de télémesure des satellites européens ESRO 1, HEOS A, TD 1 et TD 2 *co-auteur* : J.L. LAVOISARD	786	JUIN
KOVER F.	Sur la nature et les propriétés de couches minces diélectriques préparées par oxydation anodique de titane, de tantale et de niobium *co-auteur* : M.J. MUSSELIN	375	MAR/AVR
LACOUR J.	Circuits intégrés à transistors M.O.S. *co-auteurs* : J. BOREL et M. VERDONE	944	J.AO
LAFON J.P.	Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial *co-auteurs* : P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY et O. du PAZZIS	1272	NOV
LAGRANGE A.	Propriétés des ferrites utilisées dans les déphaseurs hyperfréquences *co-auteur* : A. VASSILIEV	1360	DEC
LAVOISARD J.L.	Equipements de télémesure des satellites européens ESRO 1, HEOS A, TD 1 et TD 2 *co-auteur* : W. KOREICHO	786	JUIN
LAVOISARD J.L.	Systèmes de télémesures à faible consommation	1291	NOV
Le COZ G.	Antenne lacinaire *co-auteur* : B. ECOTIÈRE	306	FEV
Le TACON H.	Détection et défense basse altitude *co-auteurs* : Y. FOUCHÉ et J. VILLEPELET	860	JUIN
LIBS G.	Préamplificateur de charges à haute résolution	1368	NOV *bis*
LOCHARD J.	Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits *co-auteurs* : E. ROUBINE, M. BOUIX, R. GENDRIN, M. THUÉ	1199	OCT
LORIOU B.	Réalisation d'un maser à ondes progressives à large bande en ondes centimétriques *co-auteur* : A. NIZERY	121	JAN
LOW H.	Les disciplines de conception des équipements spatiaux *co-auteur* : J.R. GOODYKOONTZ	1255	NOV
MAGNIEN Ch.	La commande centralisée du métro de Montréal	824	JUIN
MAKKAVEYEV V.J.	Relations entre signaux et bruits dans les voies photoniques de communication optique à modulation d'impulsions	503	MAR/AVR
MALSAN P.	Piézorésistivité d'éléments diffusés en silicium *co-auteur* : M. GRANVEAUD	392	MAR/AVR
MANDEL P.	Une antenne à fort gain et faible température de bruit pour station de télécommunications spatiales *co-auteurs* : G. ROGER, Y. TOCQUEC	258	FEV
MANGENEY A.	Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial *co-auteurs* : P. GRAFF, P. MEYER, J.P. LAFON et O. de PAZZIS	1272	NOV
MARTINEZ Y.	Conversion analogique numérique *co-auteurs* : A. BOYER, G. HANUS	920	J.AO
MARZIN P.	Les réalisations du Centre National d'Etudes des Télécommunications en commutation électronique	749	JUIN
MATHEAU J.Cl.	Résonateurs à lignes non uniformes	91	JAN
MATTAEI L.	Amplificateurs paramétriques non dégénérés	233	FEV
MEGROT J.F.	Automatisation de la fabrication et du test des circuits micromodules à l'usine IBM France de Corbeil-Essonnes *co-auteur* : Y. POUPON	929	J.AO
MELCHIOR G.	Codeur et décodeur pour le système SECAM	1111	SEPT
MERLIER J.	Le réseau radar australien *co-auteur* : J.J. THÉVENIN	843	JUIN
MESNAGE P.	Pour un dialogue mécaniciens électroniciens	638	MAI
MEYER P.	Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial *co-auteurs* : P. GRAFF, A. MANGENEY, J.P. LAFON et O. de PAZZIS	1272	NOV
MIGEON R.	Liaison à 120+120 voies téléphoniques le long d'un pipe line saharien *co-auteurs* : C. CHALHOUB et S. TALMASKY	805	JUIN
MIGNOT L.	Le premier car de reportage de télévision en couleur de l'ORTF	1129	SEPT
MISME P.	Commission II de l'URSI. Radioélectricité et troposphère *co-auteur* : A. ROBERT	1182	OCT
MOLÉ A.	Etude et réalisation d'un maser à cavité fonctionnant à 4 mm *co-auteur* : M. SOUTIF	183	FEV
MOREUIL J.L.	Les calculateurs dans l'enseignement	691	MAI

MOUCHEL P.	L'illuminant et l'ambiance pour un récepteur de télévision en couleur	1041	SEPT
MUNIER J.	Mélangeur banalisé pour récepteur de bruit micro-ondes ..... *co-auteur* : C. POMOT	111	JAN
MUNIER P.	Mémoire magnétique à gaufre ..... *co-auteur* : TRAN VAN KAI	436	MAR/AVR
MUSSELIN M.J.	Sur la nature et les propriétés de couches minces diélectriques préparées par oxydation anodique de titane, de tantale et de niobium ..... *co-auteur* : F. KOVER	375	MAR/AVR
MUSSON-GENON R.	Les retombées spatiales : exemple d'une Société industrielle ..... *co-auteur* : P. BIZOUARD	1331	NOV
NEVEU-LEMAIRE D	L'électronique dans un lanceur spatial : conditions dam biance, choix et utilisation des composants	1300	NOV
NGUYEN VAN TRAN	Propriétés optiques non linéaires du tellure	965	J.AO
NICOLE M.	Emploi de maquettes didactiques ..... *co-auteur* : M. FONTAINE	624	MAI
NIZERY A.	Réalisation d'un maser à ondes progressives à large bande en ondes centimétriques ..... *co-auteur* : B. LORIOU	121	JAN
NOZIÈRES M.	Réflexions sur les apports de l'électronique à l'enseignement	644	MAI
OEMICHEN J.P.	Les dispositifs à haute impédance à l'état solide	570	MAR/AVR
OEMICHEN J.P.	Utilisation des transistors M.O.S.	959	J.AO
ORTUSI J.	Méthode pédagogique adaptée à l'enseignement technique supérieur dans une grande société d'électronique	606	MAI
PACI P.	L'apport des films dans l'enseignement de l'électronique	635	MAI
PAGÈS M.	L'utilisation des moyens audio-visuels dans l'enseignement	648	MAI
PAUTHENET R.	Les ferrites grenats ..... *co-auteur* : E.F. BERTAUT	1357	DEC
du PAZZIS O.	Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial .. *co-auteurs* : P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY J.P. LAFON	1272	NOV
PERILHOU J.	L'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz sur support bon marché .... *co-auteurs* : M. AUPHAN, D. TAUPIN	483	MAR/AVR
PERRIER F.	Le microscope électronique à 1,5 million de volts du Laboratoire d'Optique Electronique du CNRS Toulouse ..... *co-auteur* : G. DUPOUY	724	JUIN
PESTIE J.P.	Etude d'un transistor très haute fréquence ..... *co-auteur* : J. BELMAS	368	MAR/AVR
PIGNARD J.	Fréquence de coupure haute des montagnes usuels à transistors.....	457	MAR/AVR
PIGNERET J.	Amplificateurs pour spectrométrie nucléaire ..... *co-auteurs* : J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND et A. SARAZIN	1357	NOV *bis*
PILLET Mlle G.	Comité CIG. Coopération internationale en géophysique	1223	OCT
PIRCHER G.	Déphaseurs digitaux à ferrites en hyperfréquences ..*co-auteur* : L. DUSSON	1368	DEC
POITEVIN J.P.	Le bruit dans les réseaux linéaires	43	JAN
POMOT C.	Mélangeur banalisé pour récepteur de bruit micro-ondes ..... *co-auteur* : J. MUNIER	111	JAN
POMPÉI J.	Mise en évidence de caractères d'anisotropie présentés par les couches d'oxydes anodiques de tantale et de titane ..... *co-auteur* : Ph. JOURDAIN	382	MAR/AVR
PONTE M.	L'union Radioscientifique Internationale — Introduction au numéro spécial	1171	OCT
PONTILLON R.	Pédagogie et télévision	646	MAI
POUPON Y.	Automatisation de la fabrication et du test des circuits micromodules à l'usine IBM France de Corbeil Essonnes .... *co-auteur* : J.F. MÉGROT	929	J.AO
RATCLIFF G.	Diffusion dans les semiconducteurs par entraînement d'une impureté en phase gazeuse	402	MAR/AVR
RÉMY M.	Fidélité de la reproduction des couleurs en télévision	1029	SEPT
RIBES J.C.	Amplificateurs paramétriques à grande stabilité de gain pour la radioastronomie ..... *co-auteur* : J. DELANNOY	192	FEV
RIBEYRE C.	Les matériels extensibles, leurs applications aux télécommunications ..... *co-auteurs* : A. TARASSOFF, J. DUCAMUS	815	JUIN
RIOULT J.P.	Transistors « enrobés plastique » pour circuits intégrés hybrides (réalisation et fiabilité) ..... *co-auteurs* : R. COCHAIN, D. HENRI	349	MAR/AVR
RIVA G.M.	Filtres actifs RC réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés ..... *co-auteur* : G.F. SABBADINI	427	MAR/AVR
RODOT M.	Quelques recherches du Laboratoire de magnétisme et de physique du solide du CNRS à Bellevue....*co-auteurs* : Ch. GUILLAUD et R. VAUTIER	740	JUIN
ROGER G.	Une antenne à fort gain et faible température de bruit pour station de télécommunications spatiales..... *co-auteurs* : P. MANDEL et Y. TOCQUEC	258	FEV
ROBERT A.	Etude d'un maser à onde progressive de 8 mm de longueur d'onde ..... *co-auteur* : Y. de COATPONT	165	FEV
ROBERT A.	Commission II de l'URSI. Radioélectricité et troposphère ..... *co-auteur* : P. MISME	1182	OCT
de ROSNY G.	Résolution d'un préamplificateur à transistor à effet de champ dans une chaîne de spectrométrie ..... *co-auteur* : J. FREYCENON	1363	NOV *bis*
ROUBINE E.	Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits ..... *co-auteurs* : M. BOUIX, R. GENDRIN, J. LOCHARD, M. THUÉ	1199	OCT
SABBADINI G.F.	Filtres actifs RC réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés .... *co-auteur* : G.M. RIVA	427	MAR/AVR
SAINT-ETIENNE J.	Précision et rapidité dans les systèmes de localisation de véhicules spatiaux ..	1318	NOV
SARAZIN A.	Amplificateurs pour spectrométrie nucléaire. ..... *co-auteurs* : J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND et J. PIGNERET	1357	NOV *bis*
SCHANDA E.	Discriminateur de sources de radiations rectangulaires et circulaires de grande étendue au moyen d'antennes radiométriques ..... corrigendum	277 983	FEV J.AO
SCHRAMBACH R.	Le réseau téléphonique national de la République Fédérale Mexicaine	797	JUIN
SEV A.	Application des éléments à effet de champ à grille isolée	954	J.AO
SOBOTKA Z.	Distorsion par phase différentielle dans le système de télévision en couleur SECAM	1116	SEPT
SOLLIMA M.	La polyvision	659	MAI

SOUBIES-CAMY H.	Une nouvelle génération de machines pédagogiques	671	MAI
SOULIER P.	Une expérience d'enseignement programmé avec ordinateur	698	MAI
SOUTIF M.	Etude et réalisation d'un maser à cavité fonctionnant à 4 mm *co-auteur* : A. MOLÉ	183	FEV
SPITZ E.	Techniques nouvelles des antennes en radiométrie hertzienne	266	FEV
SROUSSI R.	Propriétés des ferrites utilisés dans les déphaseurs hyperfréquences *co-auteurs* : A. VASSILIEV et A. LAGRANGE	1360	DEC
STACCA G.B.	Amplificateur à faible bruit de la station au sol de Fucino *co-auteur* : F. CARASSA	235	FEV
STEINBERG J.L.	Le bruit radioélectrique dans l'espace	1269	NOV
TALMASKY S.	Liaison à 120+120 voies téléphoniques le long d'un pipe-line saharien *co-auteurs* : C. CHALHOUB, R. MIGEON	805	JUIN
TARASSOFF A.	Les matériels extensibles, leurs applications aux télécommunications *co-auteurs* : J. DUCAMUS, C. RIBEYRE	815	JUIN
TAUPIN D.	L'enregistrement des fréquences de 0 à 1 000 Hz sur support bon marché *co-auteurs* : J. PÉRILHOU et M. AUPHAN	483	MAR/AVR
THEVENIN J.J.	Le réseau radar australien *co-auteur* : J. MERLIER	843	JUIN
THUÉ M.	Influence des facteurs de propagation sur la température de bruit d'un récepteur aux hyperfréquences *co-auteur* : J. VOGE	294	FEV
THUÉ M.	Commission VI de l'URSI. Ondes et circuits *co-auteurs* : E. ROUBINE, M. BOUIX, R. GENDRIN, J. LOCHARD	1199	OCT
THUÉ M.	Comité S.R.R. Recherches radioélectriques spatiales	1219	OCT
TOCQUEC Y.	Une antenne à fort gain et faible température de bruit pour station de télécommunications spatiales *co-auteurs* : P. MANDEL et G. ROGER	258	FEV
TONNEL E.	Les transistors plans silicium à protection métallique *co-auteur* : R. CARTON	358	MAR/AVR
TRAN VAN KAI	Mémoire magnétique à gaufre *co-auteur* : P. MUNIER	436	MAR/AVR
VAUTEY Mme B.	Conception et réalisation d'amplificateurs à diodes tunnel en hyperfréquences	105	JAN
VASSALO G.	Deux ans d'expérience de cours télévisés dans une entreprise	655	MAI
VASSILIEV A.	Propriétés des ferrites utilisées dans les déphaseurs hyperfréquences *co-auteur* : A. LAGRANGE	1360	DEC
VAUTIER R.	Quelques recherches du Laboratoire de magnétisme et de physique du solide du CNRS à Bellevue *co-auteurs* : Ch. GUILLAUD, M. RODOT	740	JUIN
VERDONE M.	Circuits intégrés à transistors M.O.S. *co-auteurs* : J. BOREL et J. LACOUR	944	J.AO
VERGNOLLE C.	Mélangeur paramétrique à double pompe pour antenne de réception faible bruit à multipinceaux	241	FEV
VERNHES C.J.	Commande numérique directe de nombreux organes d'action par un calculateur central	830	JUIN
VILLEPELET	Détection et défense basse altitude *co-auteurs* : Y. FOUCHÉ et H. Le TACON	860	JUIN
VIENOT J.	L'ORTF à l'exposition universelle de Montréal 1967	761	JUIN
VOGE J.	Influence des facteurs de propagation sur la température de bruit d'un récepteur aux hyperfréquences *co-auteur* : M. THUÉ	294	FEV
WERTHEIMER R.	Commission I de l'URSI. Mesures et étalons radioélectriques	1177	OCT
WEYGAND F.	L'aide de l'électronique aux handicapés physiques	701	MAI
WOLF M.	Nouvel aspect de l'intégration à une large échelle *co-auteur* : K. GREENOUGH	418	MAR/AVR
WULFSBERG A.H.	Système de télécommunications et de traitement de données du module de commande du projet Apollo	1312	NOV
X...	Compte rendu sommaire des journées SFER sur l'utilisation des calculateurs en physique nucléaire	1395	NOV *bis*
X...	L'enseignement de l'Electronique en France. Structure générale. Tableau d'ensemble	569	MAI
X...	L'électronique dans les IUT	571	MAI
X...	Le club des professeurs d'électronique. La maîtrise EEA	577	MAI
X...	Les grandes écoles d'ingénieurs	579	MAI
X...	Le recyclage en électronique	581	MAI
X...	Commission V de l'URSI. Radioastronomie	1197	OCT

NOUVEAUTÉ

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etude des Télécommunications

PROBLÈMES D'ACOUSTIQUE DES SALLES ET DES STUDIOS

PAR

R. LAMORAL

Ancien élève de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Master of Science de l'Université Harvard
Ingénieur Docteur
Ingénieur en Chef à l'O.R.T.F

Préface

de

J.J. MATRAS

Ingénieur Général des Télécommunications
Président de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens

Un ouvrage de 196 pages, 16 × 24,5 cm, 81 dessins, 44 tableaux et 34 photographies. Prix en librairie 60 F. Port 2,70 F.

L'acoustique architecturale est, comme son nom l'indique, une science appliquée.

Tout au long de cet ouvrage, l'auteur a recherché l'équilibre entre une documentation théorique et une application pratique aux problèmes se posant journellement aux bureaux d'étude, architectes et promoteurs.

Au cours de sa carrière professionnelle il a, depuis 1951, *conçu la quasi totalité des studios construits par l'O.R.T.F. et en particulier l'ensemble unique de la Maison de la Radio de Paris dont l'exceptionnelle réussite montre qu'il a su lier la science à l'art et la théorie à la pratique, en étroite collaboration avec les meilleurs architectes et ingénieurs spécialisés dans d'autres disciplines.*

Parrallèlement, ses études théoriques toujours axées sur une application pratique immédiate ont fait l'objet de communications dans nombre de Congrès internationaux.

Il est hors de doute que R. LAMORAL est un acousticien mondialement reconnu et par conséquent son ouvrage représente à l'heure actuelle une référence permettant à chacun d'y trouver ce qu'il recherche en matière d'acoustique architecturale, qu'il s'agisse de développements mathématiques de base ou plus simplement de recettes utiles.

Ce sera également un ouvrage d'enseignement car chaque sujet est traité très complètement dans un ordre d'une logique rigoureuse.

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE

CHAPITRE I.— **Isolation phonique et acoustique interne.**

ACOUSTIQUE INTERNE

CHAPITRE II.— **Coefficient d'absorption acoustique.**

Généralités - Méthode de Sabine - Comparaison entre les formules de Sabine, Eyring et Millington - Différence théorique entre les formules de Millington et Eyring - Appareillage de mesures - Mesures effectuées - Premières conclusions - Nouveaux essais - Abaque proposé - Mesures des coefficients d'absorption au tube de Kundt.

CHAPITRE III.— **Etude pratique de l'acoustique interne.**

Revêtements acoustiques des locaux - Petites et grandes salles - Temps de réverbération optimal - Temps de réverbération en fonction de la fréquence - Dispersion - Revêtements acoustiques - Emplacement et types des matériaux - Etude de la forme - Disposition des matériaux et diffusion - Résonateurs et dérivés - Zones d'audition et zone source - Phénomènes de salles couplées - Notion de « Liveness ».

CHAPITRE IV.— **Coefficients pratiques de matériaux de revêtement.**

En demandant un renseignement, une notice, un catalogue, recommandez-vous de notre revue

ACOUSTIQUE PHYSIOLOGIQUE

CHAPITRE V.— **Caractéristiques de l'oreille.**

L'oreille - Le nerf auditif - L'audition - Perception différentielle des fréquences - Intensité sonore - Perception différentielle des intensités - Sonie.

CHAPITRE VI.— **Applications pratiques.**

Calcul d'un audiogramme de masque - Calcul de l'intensité totale d'un bruit - Calcul de la sonie d'un bruit.

CHAPITRE VII.— **Les bruits.**

Impacts ou chocs - Martèlements - Frictions - Ecoulements - Vibrations libres et forcées - Résonances complexes - Analyseurs de bruits - Spectromètre - Principe - Réalisation - Mesures des niveaux de bruits - Sonomètre - Effets des bruits sur l'organisme - Audiométrie.

ISOLATION PHONIQUE

CHAPITRE VIII.— **Théorie de la protection contre les bruits aériens.**

Mur simple « contrôlé par la masse » - Fréquence de coïncidence - Parois multiples - Epaisseurs différentes des parois - Amortissement interne de la cavité - Influence de l'épaisseur de l'intervalle d'air - Suspensions indépendantes - Cas concrets - Cloisons amovibles - Portes acoustiques.

CHAPITRE IX.— **Données pratiques et mesures d'isolement aux bruits aériens.**

Mesure de l'isolement en général - Influence des enduits, des ponts acoustiques, de la suspension élastique des parois et du dispositif de mesure - Structure de bâtiments - Mesure de l'isolement phonique des points faibles.

CHAPITRE X.— **Protection contre les vibrations.**

CHAPITRE XI.— **Matériaux antivibratiles.**

CHAPITRE XII.— **Isolement aux bruits de chocs.**

Planchers - Murs - Mesures classiques.

CHAPITRE XIII.— **Réduction du niveau de bruit par revêtements absorbants.**

CHAPITRE XIV.— **Problèmes classiques.**

Immeuble d'habitation - Isolement contre les bruits de la rue - Isolement contre voisins du même étage et palier - Isolement contre voisins d'autres étages - Isolement contre les machines - Isolement de pièce à pièce dans un même appartement - L'usine - Ambiance dans les locaux bruyants - Protection des autres locaux contre les vibrations des machines - Cas particulier des marteaux-pilons - Protection des autres locaux contre les bruits aériens - Conditionnements d'air - Théâtre et salle de concert - Eglises - Gaines de ventilation.

CHAPITRE XV. — **Normes d'habitation. - Isolement acoustique.**

Protection contre les bruits provenant de sources extérieures à l'immeuble - Protection contre la transmission des bruits aériens - Protection contre les bruits d'impacts sur les sols - Protection contre les bruits de fonctionnement des appareils d'équipement - Protectection contre les bruits provenant des locaux à usage collectif situés dans l'immeuble.

Définitions acoustiques et méthodes de mesure.

Protection contre les bruits aériens - Méthode de mesure - Protection contre les bruits de chocs - Définitions - Méthodc de mesure.

BULLETIN DE COMMANDE

Je, soussigné : Nom .....

Firme : .....

Adresse : .....

déclare souscrire par la présente à l'achat de.....exemplaire (s) de

PROBLÈMES D'ACOUSTIQUE DES SALLES ET DES STUDIOS

au prix de 60 F l'exemplaire, taxes et port compris, que je règle à l'ordre des Editions Chiron,

a) par chèques bancaire ci-joint,

b) par versement au C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,

c) sur facture qui sera réglée dans les 30 jours de la date de souscription.

Date et signature

En demandant un renseignement, une notice, un catalogue, recommandez-vous de notre revue

NEW

An addition to the technical and scientific collection of the Centre National d'Etude des Télécommunications (French National Telecommunication Research Centre)

PROBLEMS OF ACOUSTICS IN HALLS AND STUDIOS

BY

R. LAMORAL

Former student at the Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Master of Science (Harvard University)
Chief Engineer of the French Radio and Télévision Organisation

Foreword

by

J.J. MATRAS

Telecommunications Engineer
President of the French Society of Electronic and Wireless Engineers

A work of 196 pages measuring approximately 6¼ x 9½ ins., 81 drawings, 44 tables and 34 photographs. Bookshop price 60 FF, Postage 3,30 FF.

Architectural acoustics, as the name implies, is an applied science.

Throughout this work, the author has sought a balance between a theoretical documentation and practical application to the problems encountered daily in planning offices, and by architects and promoters.

During his professional career since 1951, *he has designed practically the whole of the studios built by the French Radio and Television Organisation, and in particular the unique block for the Maison de la Radio in Paris, the outstanding success of which shows he has been able to link science with art, and the theoretical to the practical, in close collaboration with the leading architects and engineers specialising in other sectors.*

At the same time, Mr Lamoral's theoretical studies, always centred on an immediate practical application, have formed the subject of papers presented at numerous international Congresses.

There is no doubt that the author has received world-wide recognition as an acoustician and, consequently, his work represents, at the present time, a reference enabling each reader to find what he seeks in connection with architectural acoustics, whether it is a matter of basic mathematical developments or simply of useful formulae.

This is also a work for the student, as each subject is discussed very thoroughly in a strictly logical order.

SUMMARY OF THE VOLUME

CHAPTER I.— **Sound insulation and interior acoustics.**

INTERIOR ACOUSTICS

CHAPTER II.— **Coefficient of acoustic absorption.**

General - Sabine's method - Comparison among the formulae of Sabine, Eyring and Millington - Theoretical difference between Millington's and Eyring's formulae - Measuring instruments - Measurements carried out - Initial conclusions - New tests - Proposed tables - Measurement of absorption coefficients with standing wawes tube.

CHAPTER III.— **A practical study of internal acoustics.**

Acoustical materials for buildings - Large and small halls - Optimum reverberation time - Reverberation time as a function of frequency - Dispersion - Acoustical linings - Position and types of material - Considerations of shape - Arrangement of material and diffusion - Resonators and derivatives - Hearing and source zones - Phenomena of coupled rooms - Notion of liveness.

CHAPTER IV.— **Practical absorption coefficients.**

En demandant un renseignement une notice, un catalogue, recommandez-vous de notre revue

PHYSIOLOGICAL ACOUSTICS

CHAPTER V.— **Characteristics of the ear.**

The ear - The auditory nerve - Hearing - Differential perception of frequencies - Intensity of sound - Differential perception of intensities - Sonics.

CHAPTER VI.— **Practical applications.**

Calculation of a masking audiogram - Calculation of the total intensity of a noise - Calculation of the loudness.

CHAPTER VII.— **Noises.**

Impacts or shocks - Hammering - Rubbing - Flowing - Free and forced vibration - Complex resonances - Noise analysers - Spectrometer - Principle - Execution - Measurement of noise levels - Sound level meter - Effects of noise on human system - Audiometry.

SOUND INSULATION

CHAPTER VIII.— **Theory of protection against aerial noise.**

Single wall dependant on mass - Coincidence frequency - Multiple walls - Different wall thicknesses - Interior insultation of cavities - Influence of air space - Independent suspensions - Concrete cases - Movable partitions - Acoustical doors.

CHAPTER IX.— **Practical data and the measurement of insulation against aerial noise.**

Measurement of insulation in general - Influence of plaster, acoustic bridges, elastic suspension of the walls and of the measuring instrument, structure of buildings - Measurement of the sound insulation of weak points.

CHAPTER X.— **Protection against vibration.**

CHAPTER XI.— **Materials to prevent vibration.**

CHAPTER XII.— **Insulation against impact noise.**

Floors - Walls - Conventional measurements.

CHAPTER XIII.— **Reduction of noise levels by absorbing materials.**

CHAPTER XIV.— **Conventional problems.**

Dwellings - Insulation against street noises - Insulation against neighbours on the same floor - Insulation against neighbours on other floors - Insulation against machines - Room-to-room insulation in the same flat - Factories - The environment in noisy premises - Protection of other premises from vibration of machinery - The particular case of power hammers - Protection of other premises against aerial noise - Air conditioning - Theatres and concert halls - Churches - Ventilation shafts.

CHAPTER XV.— **Rules for dwellings.**
Sound insulation.

Protection against noise arising outside of the building - Protection against aerial noises - Protection against noise of impact on the ground - Protection against the noise of operating mechanical equipment - Protection against noise from the rooms of common usage within the building.

Acoustic definitions and methods of measurement.

Protection against aerial noise - Methods of measurement - Protection against impact noise - Definitions - Methods of measurement.

ORDER FORM

I the undersigned : Name : .....

Firm : .....

Address : .....Country : .....

declared : I am subscribing by this order.....copy (ies) of

PROBLÈMES D'ACOUSTIQUE DES SALLES ET DES STUDIOS

at the price of 63,30 FF (for one book) post-paid, settlement to Editions Chiron,

a) by attached cheque,

b) by payment to C.C.P. Paris 53-35, Editions Chiron, Paris,

c) by order to Banque Nationale de Paris, Agence Saint-Germain, compte 11548, Editions Chiron.

Date and Signature

En demandant un renseignement, une notice, un catalogue, recommandez-vous de notre revue

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etudes de Télécommunications

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface
de

J. ELDIN

Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16 × 24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix 92,30 F plus frais de recommandation.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI[e], CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) *des analyses mathématiques,*

b) *des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.*

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

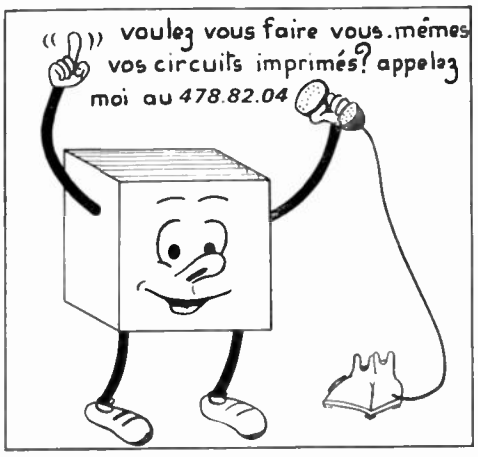
Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

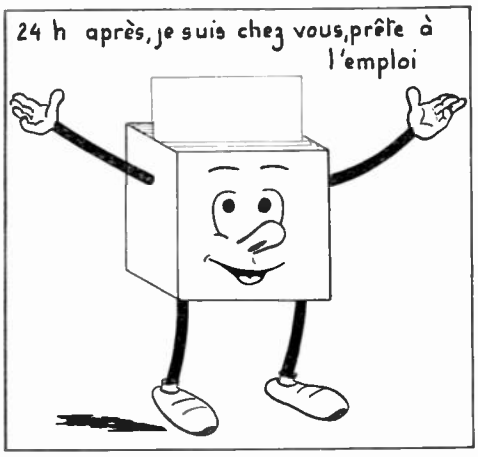
C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

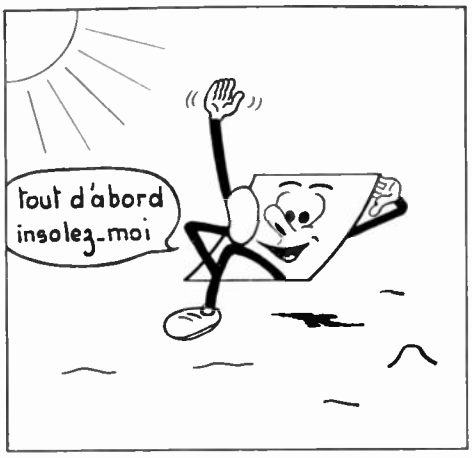
C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

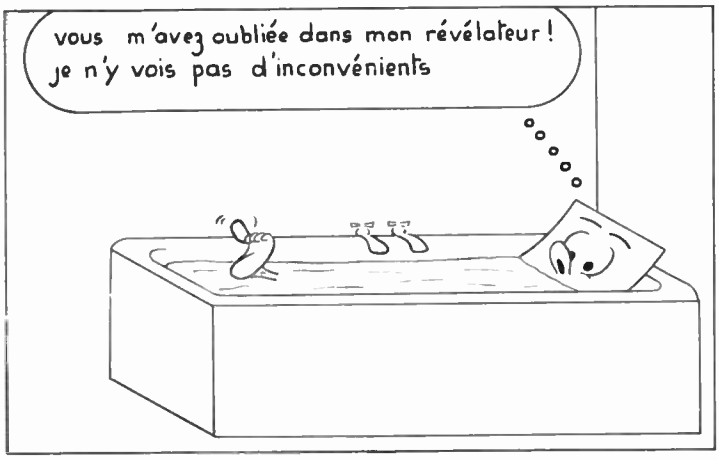
Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

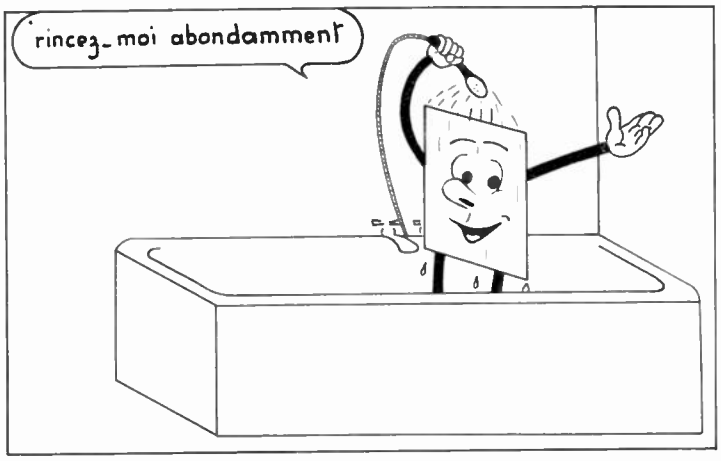
ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6[e]

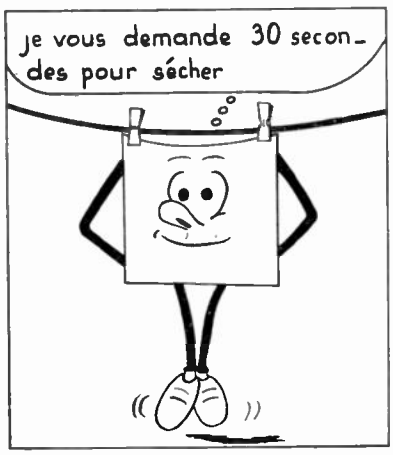


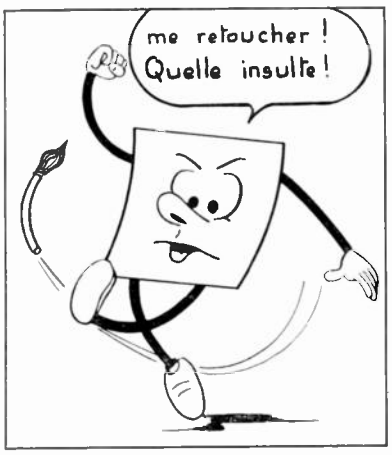


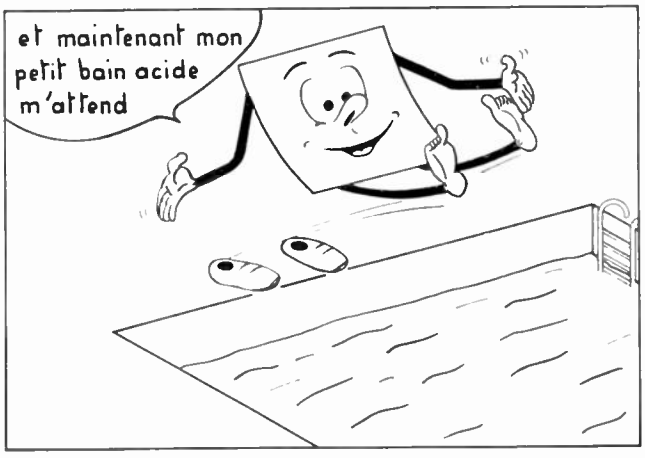


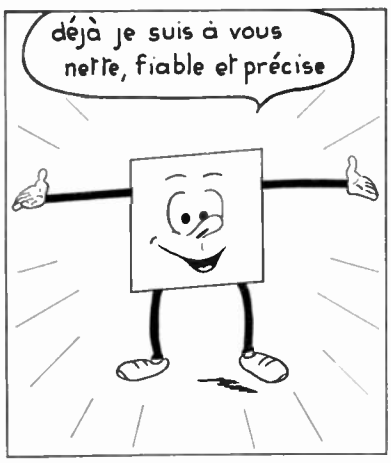


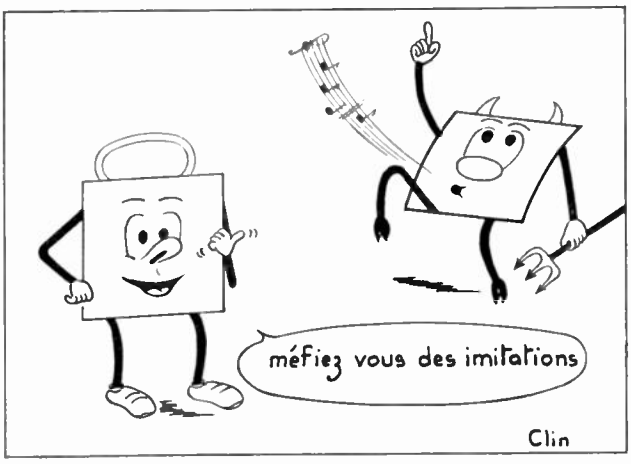












PLAQUES
PRE-SENSIBILISEES

L'ELECTRONIQUE
IMPRIMEE

BP 2
78 MAULE
TEL 478.82.04